

**Paul R. Gray**

**Robert G. Meyer**

# **CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE**

## **Analiză și proiectare**

*Traducere  
după ediția a III-a:  
**Mircea Bodea***



**EDITURA TEHNICĂ**  
București, 1997

Paul R. Gray, Robert G. Meyer  
**Analysis and Design of Analog Integrated Circuits**  
Third Edition  
Copyright © 1977, 1984, 1993 by John Wiley & Sons, Inc.

Ediția în limba română:  
Copyright © EDITURA TEHNICĂ 1997  
Toate drepturile asupra acestei ediții sunt rezervate editurii

**Adresa:** EDITURA TEHNICĂ  
Piața Presei Libere, 1  
33 București, România  
cod 71341

Redactor: ing. MIHAELA MARIAN  
Machetare figuri: CRISTINA BACIU  
Coperta seriei: ing. SILVIA CÂNDEA

---

Bun de tipar: 2.12.1997 Coli tipo: 49,5  
C.Z.U.: 621.38  
ISBN 973-31-1150-3

---

## CUVÂNT ÎNAINTE

Versiunea în limba română a primei ediții a cărții *Analiza și proiectarea circuitelor integrate analogice* de P.R. Gray și R.G. Meyer (Wiley, 1977) a apărut în 1983 la Editura Tehnică. Între timp cartea a cunoscut încă două ediții în limba engleză.

Cartea pe care cititorul o are acum în mână reprezintă versiunea în limba română a celei de a treia ediții, reactualizându-se astfel prezența sa în teritoriul literaturii tehnice românești. În această ultimă ediție autorii au introdus, păstrând arhitectura inițială a cărții și folosind o tratare unitară, și cunoștințele fundamentale legate de analiza și proiectarea circuitelor integrate analogice MOS, pe lângă cele legate de circuitele integrate bipolare.

Încă de la apariție, această carte a dobândit statutul de lucrare de referință. Evaluarea pe care o făceam cărții în prefața la ediția română din 1983 nu numai că a rămas neschimbată, ci s-a consolidat, fiind validată prin folosirea sa intensivă și pe scară mare în activitatea didactică și inginerască. Acesta este de altfel și unul din motivele care m-au determinat să includ mai jos, în aceste cuvinte de început, și prefața la ediția română de acum un deceniu și jumătate.

Relativ la prezenta ediție trebuie să spun, cu părere de rău, că nu a mai fost posibilă și publicarea soluțiilor problemelor propuse de autori în ediția originală. Versiunea românească conține și o completare în text (Secțiunea 5.5.8) care a fost adăugată din dorința de a informa cititorul despre un bloc funcțional care a ajuns la nivelul de circuit standard: protecția termică.

Standardul ridicat la care se plasează această carte este demonstrat și de faptul că ea este deosebit de actuală, cu toate că de la apariția primei ediții în limba engleză au trecut 20 de ani. O astfel de longevitate, într-un domeniu în care complexitatea circuitelor crește exponențial (în ultimii 30 de ani în microelectronică complexitatea a crescut cu un factor de aproximativ patru la fiecare trei ani) constituie, fără nici o îndoială, o performanță rar întâlnită.

La întrebarea naturală „Care ar putea fi secretul perenității acestei cărți?” un prim răspuns (necesar, dar nu suficient) este dat de nivelul deosebit de competitiv al abordării didactice și științifice a subiectului, răspuns întărit și de observația că ea navighează în apele sigure ale conceptelor fundamentale.

Un alt răspuns este acela că subiectul cărții este consonant cu cererea, în continuă creștere, de proiectanți de circuite și de sisteme microelectronice analogice, digitale sau cu semnale mixte. Să observăm că, la fel ca orice industrie matură, și industria de componente s-a structurat pe domenii care au un metabolism propriu: proiectare, fabricație, testare. Proiectarea este astăzi o activitate independentă care are ca finalitate generarea setului de informații necesar pentru realizarea, de către un fabricant, a sistemului în siliciu. Dacă fabricarea circuitelor integrate a devenit practic apanajul unor mari companii, proiectarea a

ajuns o activitate curentă pentru o mulțime de companii sau grupuri fie independente, fie „de casă”. Explicația este dată de faptul că în proiectarea de circuite integrate „taxa de intrare”, adică prețul plătit pentru partea de hardware și software a investiției inițiale, este relativ mică iar factorii extensivi, caracteristici domeniului fabricației, sunt mult mai puțin dominanți. Ca urmare, proiectarea de circuite și sisteme microelectronice, prin implicațiile sale științifice și economice, este un subiect de o importanță majoră care se regăsește rezonant atât în zona de interes a instruirii universitare și postuniversitare cât și în aceea a interesului profesional al celor implicați în realizarea de sisteme microelectronice, indiferent de faptul că sunt juniori, seniori sau veterani.

Versiunea în limba română a ediției a treia a cărții *Analiza și proiectarea circuitelor integrate analogice* de P.R. Gray și R.G. Meyer (Wiley, 1992) deschide seria de *Inginerie electronică* a Editurii Tehnice. Dată fiind „geometria variabilă” a domeniului de inginerie electronică și dinamica sa deosebit de accentuată, subiectele cărților acestei serii se vor concentra îndeosebi pe fundamente, îmbinând abordarea didactică cu aceea de tip ingineresc. În acest fel, seria va acoperi atât cerințele ingineriei incrementale, în care dezvoltarea se face prin contiguitate, cât și cele ale ingineriei fundamentale, în care caracteristica majoră a dezvoltării o constituie discontinuitatea, ruperea de ritm.

Cei care doresc „să închidă bucla” relativ la această carte și la această ediție sunt rugați să folosească următoarea adresă de E-mail: [gm@mESsnet.pub.ro](mailto:gm@mESsnet.pub.ro)

Decembrie, 1997

Mircea Bodea

Laboratorul de Sisteme Microelectronice (LSmE)  
Facultatea de Electronică și Telecomunicații  
Universitatea «POLITEHNICA» din București

## PREFAȚĂ

### la prima ediție în limba română (1983)

Odată cu apariția versiunii în limba română a cărții *Analiza și proiectarea circuitelor integrate analogice* în lumea electronicii românești pătrunde o carte bună sau, fără nici o exagerare, foarte bună, o carte de referință.

De ce este o carte foarte bună?

(1) Un prim criteriu (desigur necesar, dar nu suficient) este acela al calității autorilor: P.R. Gray și R.G. Meyer sunt personalități ale domeniului de circuite integrate. Atât activitatea lor didactică, la Universitatea Berkeley din California, cât și aceea științifică sunt bine cunoscute specialiștilor din domeniu prin lucrările publicate în revistele internaționale de prestigiu, prin comunicările la congresele și conferințele internaționale. Cartea este un rezultat natural al activității și experienței proprii ale autorilor în domeniul circuitelor integrate analogice.



(2) Un al doilea criteriu este acela al subiectului abordat. Titlul acestei cărți este oarecum înșelător lăsând să se creadă că domeniul abordat este unul destul de îngust — acela al analizei și proiectării circuitelor integrate analogice. În realitate avem în mână o carte cu o deschidere foarte largă în care într-o primă parte se prezintă cunoștințele fundamentale legate de utilizarea tranzistoarelor bipolare și unipolare în circuitele electronice, iar într-o a doua parte — pornindu-se de la principiul, de altfel cunoscut și îndelung verificat în practică, al necesității de a înțelege structura și limitările unui circuit particular pentru a-i putea exploata integral, în mod conștient, performanțele — se prezintă principalele blocuri funcționale și structurile circuitelor integrate tipice care s-au impus ca standard de funcție analogică.

(3) Al treilea criteriu introduce în discuție modul de prezentare al cunoștințelor, modul în care ideile și noțiunile noi reușesc să ajungă în mintea cititorului. Fără îndoială că și din acest punct de vedere cartea constituie un vârf prin modul direct, de mare accesibilitate și claritate al expunerii, prin bogăția figurilor și a exemplelor. Cartea se plasează pe locul geometric care corespunde echilibrului perfect între cantitatea de informație și comunicarea distilată în simplitate, a esenței. Sinteza pe care o reușesc autorii în această carte este impresionantă.

Ușurința aparentă cu care se receptează cartea aduce aminte de stilul marilor campioni: performanța pare o stare banală, accesibilă oricărui spectator. În acest punct cred că este util să subliniez că această carte este una de învățat și nu de citit!

(4) În afara faptului că această carte cerne (printr-o sită cu ochiuri foarte mici) informația esențială, ea se constituie și ca moment de referință pentru oricine lucrează — sau se intersectează cu — domeniul circuitelor integrate analogice. Pentru cei ce lucrează în domeniu cartea constituie și o unitate de măsură a competitivității stabilind un nivel de referință care marchează locul în care s-a mutat originea pe scara dezvoltării. Odată parcursă cartea, te odihnești, te uiți în urmă apoi privești înainte și apreciezi ce ai de făcut. Cartea îți dă posibilitatea de a ști cine ești și, eventual, ce poți să fii.

(5) Cartea oferă nu numai o informație foarte clară, bine sistematizată ci — fapt care este mult mai important — și un mod de gândire în materie de circuite electronice analogice care permite abordarea inteligentă și eficientă a tuturor problemelor de analiză și proiectare din acest domeniu.

Pe lângă faptul că este o carte foarte bună ea este și foarte potrivită pentru cititorii din România.

În primul rând trebuie observat că subiectul acestei cărți este de un interes major pentru un mare număr de studenți, ingineri mai tineri și mai puțin tineri, o carte despre domeniul analizei și proiectării circuitelor electronice analogice fiind de mult așteptată. Relativ la subiectul acestei cărți trebuie observat că acoperă un domeniu în care apele s-au liniștit, perioada actuală fiind caracterizată printr-o evoluție mai calmă, în care ceea ce se mai poate aștepta este doar o șlefuire a performanțelor — datorită progresului tehnologic — și mai puțin o schimbare a principiilor. Această relativă stabilitate constituie un avantaj esențial, făcând utilă și posibilă scrierea și editarea acestei cărți.

În ceea ce privește cuprinsul cărții mă voi limita la a sublinia prezența unui capitol destinat special tratării zgomotului. Tratarea zgomotului — din punctul de vedere al circuitului electronic — se constituie ca o parte încheiată, bine sistematizată, care adună la un loc ideile esențiale oferind — pentru prima dată în limba română — un material de încredere, deosebit de util, gândit pentru a fi utilizat în activitatea practică. Acest capitol umple o absență de mult resimțită în literatura tehnică românească.

În al doilea rând apariția acestei cărți în limba română, asemenea altei cărți de referință (A.S. Grove, *Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare*, Editura tehnică, 1973, București), marchează nivelul internațional actual și oferă, totodată, termenul unei comparații — mai mult decât satisfăcătoare — cu eforturile și realizările românești. Cartea continuă linia de evoluție a Editurii tehnice, caracterizată de prezentarea și selectarea pentru tehnicianul și inginerul român a lucrărilor de marcă, oferind o prelungire și o completare a eforturilor noastre în domeniu.

Versiunea românească a cărții conține și completări în text care au fost adăugate din dorința de a informa cititorul despre două blocuri funcționale care au ajuns la starea de circuite standard: sursa de curent cu vârf și protecția termică.

Problemele propuse spre rezolvare la sfârșitul fiecărui capitol nu constituie banale aplicații numerice ci extinderi (uneori deosebit de subtile) ale aspectelor de funcționare esențiale din punctul de vedere al aplicațiilor practice. Asimilarea integrală a volumului imens de informație din carte și familiarizarea cu ordinele de mărime specifice nu sunt posibile fără rezolvarea integrală a problemelor. De aceea, pentru a veni în ajutorul cititorilor, în versiunea românească s-au introdus și soluțiile problemelor (propuse în textul original) elaborate de un grup de specialiști români care lucrează în domeniul circuitelor integrate analogice.

**Mircea Bodea**

Facultatea de Electronică  
Institutul Politehnic București

## **PREFAȚĂ**

### ***la a treia ediție în limba engleză***

*În cei 15 ani care au trecut de apariția primei ediții a acestei cărți, domeniul circuitelor integrate analogice s-a dezvoltat și s-a maturizat. Dezvoltarea inițială a domeniului circuitelor integrate analogice, care s-a bazat pe utilizarea tehnologiilor bipolare, a fost urmată de o evoluție rapidă a circuitelor integrate analogice MOS. În anii din urmă au apărut ca un rival serios tehnologiile BiCMOS care oferă pe același cip atât tranzistoare bipolare cât și tranzistoare MOS. Cu toate că fabricația circuitelor BiCMOS este relativ mai costisitoare ele permit proiectantului să folosească cât se poate de avantajos caracteristicile particulare ale fiecărui tip de dispozitiv și, totodată, să le combine în mod creativ. În plus, prin folosirea directă a multitudinii de celule disponibile pentru realizarea unei funcții analogice de circuit, tehnologiile BiCMOS pot reduce timpul necesar unui circuit să ajungă pe piață, factor care este extrem de important. Circuitele BiCMOS se pot folosi pe același cip împreună cu circuitele logice CMOS de mică putere și cu circuitele digitale de mare viteză ECL.*

*În prezenta ediție (a treia) circuitele MOS și circuitele bipolare fac obiectul unei tratări unitare care include și configurațiile MOS-bipolar, care au devenit posibile datorită tehnologiilor BiCMOS. Pentru proiectantul de circuite analogice devine din ce în ce mai important să înțeleagă temeinic asemănările și deosebirile între dispozitivele MOS și cele bipolare și totodată să fie capabil să proiecteze folosind acel dispozitiv care este cel mai convenabil.*

*Programul de analiză SPICE este în prezent accesibil fără probleme majorității studenților, tehnicienilor și inginerilor din domeniul ingineriei electrice. Ca urmare în această ediție simularea cu SPICE a fost utilizată extensiv, în special ca parte constitutivă a multor exemple cuprinse în problemele aflate la sfârșitul fiecărui capitol. Analiza cu calculatorul a fost utilizată așa cum este ea folosită de obicei în procesul de proiectare inginerească: atât ca verificare mult mai precisă a calculelor manuale cât și ca instrument pentru examinarea comportării circuitelor complexe, comportare care este departe de a fi accesibilă analizei manuale. În cadrul problemelor am inclus și câteva teme practice de proiectare cu scopul de a-l familiariza pe cititor cu situațiile care apar în lumea reală, în care o specificație de performanțe dată poate fi îndeplinită de o diversitate de soluții de circuit.*

*Această carte și-a propus să fie utilă atât ca text pentru studenți cât și ca material de referință pentru inginerii practicieni. Pentru utilizarea în activitatea didactică la sfârșitul fiecărui capitol există numeroase probleme de rezolvat; problemele ilustrează aplicațiile practice ale materialului prezentat în text. Ambii autori au o vastă experiență în industrie, în domeniul proiectării circuitelor integrate (CI) și, de asemenea, în predarea de cursuri despre acest subiect. Această experiență se reflectă și în alegerea materialului care constituie cuprinsul cărții și al problemelor.*

Deși cartea se referă pe larg la proiectarea de CI, este inclusă și o cantitate considerabilă de informații legate de utilizarea CI în aplicații. Deoarece în practică aceste două subiecte sunt foarte strâns legate între ele cunoașterea lor este esențială atât pentru proiectanți cât și pentru utilizatori. Ultimii constituie de departe grupul cel mai numeros; experiența noastră arată că, pentru un utilizator de CI, cunoașterea metodelor de proiectare a CI constituie un mare avantaj. Acest fapt devine evident în momentul în care utilizatorul trebuie să aleagă din mai multe realizări comparabile una dintre ele, pentru a satisface o cerință particulară dată. O înțelegere a structurii CI va fi deci extrem de utilă în evaluarea atractivității diferitelor soluții de proiectare, de exemplu în condiții extreme de mediu ambiant sau în prezența variațiilor tensiunii sursei de alimentare. În plus utilizatorul de CI care cunoaște și funcționarea internă a circuitului integrat se va afla într-o poziție mult mai favorabilă în ceea ce privește interpretarea datelor oferite de către fabricant.

Conținutul acestei cărți își are, în mare măsură, originea în două cursuri asupra circuitelor integrate analogice ținute la Universitatea din California, Berkeley. Primul din ele este la alegere, la nivelul de senior iar al doilea este un curs pentru studenții graduați. Cartea este structurată astfel încât, prin utilizarea sa ca text de bază, să se poată preda o astfel de secvență de două cursuri. Materialul cel mai avansat se găsește spre sfârșitul fiecărui capitol sau într-o anexă astfel că, într-un prim curs despre circuitele integrate analogice, el se poate omite fără a se pierde continuitatea.

În continuare se schițează conținutul fiecărui capitol împreună cu sugestiile de alegere a materialului care ar urma să fie acoperit de un astfel de prim curs. Se presupune că se țin trei ore de curs pe săptămână într-un semestru de 15 săptămâni și că studenții au o experiență de lucru în ceea ce privește transformata Laplace și analiza circuitelor în domeniul frecvență. De asemenea se consideră că studenții au audiat un curs introductiv în electronică, fiind familiarizați cu principiile funcționării tranzistorului și cu funcționarea circuitelor analogice simple. În afara cazurilor în care se specifică altfel, pentru acoperirea fiecărui capitol sunt necesare trei sau patru ore de curs.

Capitolul 1 conține un rezumat despre fizica tranzistorului bipolar și a tranzistorului MOS. Sugerăm ca pentru chestiuni selectate din acest capitol să se afecțeze o săptămână, selecția chestiunilor depinzând de nivelul inițial al studenților. Într-un prim curs se poate omite materialul despre TECJ. Materialul Capitolelor 1 și 2 este important deoarece (după cum se va vedea în capitolele următoare) există o interacțiune semnificativă între proiectarea circuitului și a dispozitivului. Este esențială o înțelegere cuprinzătoare a influenței pe care o are fabricația dispozitivului asupra caracteristicilor sale.

Capitolul 2 se ocupă cu tehnologia de fabricație a CI, fiind în mare măsură descriptiv. Pentru acest capitol sunt suficiente două sedințe de curs, dacă li se cere studenților să citească singuri materialul capitolului.

Capitolul 3 tratează caracteristicile configurațiilor elementare în care poate fi conectat tranzistorul. Materialul despre amplificatoarele cu un tranzistor va fi revăzut de studenții care se află atât la nivel de senior cât și la acela de graduat; se poate cere studenților să-l citească singuri. Secțiunea care tratează despre amplificatoarele cu două tranzistoare poate fi discutată în treacăt și stabilită ca lectură pentru acasă. Secțiunea care conține perechile cu cuplaj în emitoare și perechile de tranzistoare MOS cu cuplaj în surse este cea mai importantă; ea va fi tratată în întregime în clasă fiind necesare aproximativ trei ore. Dacă timpul o permite se poate acoperi și materialul referitor la perechile de TECJ cu cuplaj în surse sau la ofsetul de tensiune și de curent.

În **Capitolul 4** se discută două subiecte importante: sursele de curent și sarcinile active. Aceste configurații constituie blocuri constructive de bază în proiectarea CI analogice moderne. Materialul va fi parcurs în întregime cu excepția anexelor.

**Capitolul 5** este consacrat etajelor de ieșire și metodelor de transfer a puterii de la ieșire către sarcină. Se descriu atât realizarea de circuit integrat a etajelor de ieșire în clasă A, clasă B și clasă AB cât și metodele de protecție ale etajului de ieșire. Pentru discuția în clasă se vor selecta câteva dintre subiectele tratate în acest capitol.

**Capitolul 6** este dedicat proiectării amplificatoarelor operaționale. În calitate de exemplu ilustrativ se prezintă amănunțit analiza de curent continuu și curent alternativ a amplificatorului operațional (AO) 741 și se descriu limitările acestui AO fundamental. Apoi se tratează proiectarea AO cu caracteristici îmbunătățite, ajungând-se la prezentarea etajelor de intrare cu TECJ și tranzistoare super- $\beta$ . Proiectarea AO realizate în tehnologii MOS constituie subiectul Secțiunii 6.5 în care sunt subliniate aspectele comune diferitelor tehnologii. Materialul din acest capitol este esențial în ceea ce privește proiectarea amplificatoarelor și necesită cel puțin șase ore de curs.

În **Capitolul 7** se discută răspunsul în frecvență al CI. Pentru calculul — în cazul circuitelor complexe — al frecvenței la care câștigul scade cu 3 dB, se prezintă metoda constantelor de timp în gol. Materialul acestui capitol va fi acoperit în întregime.

**Capitolul 8** descrie analiza circuitelor cu reacție. El va fi acoperit în întregime, secțiunea despre regulatoarele de tensiune fiind lăsată pentru studiu acasă.

**Capitolul 9** se ocupă cu răspunsul în frecvență și stabilitatea circuitelor; materialul capitolului va fi acoperit în clasă până la secțiunea în care se discută locul rădăcinilor. Deși timpul poate să nu permită o discuție de detaliu a locului rădăcinilor trebuie totuși făcută o introducere în acest subiect.

Într-un semestru de 15 săptămâni acoperirea materialului descris mai sus lasă aproximativ două săptămâni pentru **Capitolele 10 și 11**. Alegere unor subiecte din aceste două capitole poate să fie făcută după cum se sugerează în continuare. În **Capitolul 10** sunt tratate circuitele analogice neliniare; o parte a acestui capitol — până la Secțiunea 10.3 — poate fi acoperită într-un prim curs. **Capitolul 11** constituie o tratare cuprinzătoare a zgomotului în circuitele integrate; materialul cuprins până la, inclusiv, Secțiunea 11.4 este potrivit pentru un al doilea curs.

Suntem recunoscători următorilor recenzenți pentru recenzarea meticuloasă a acestei ediții: Profesor Rick Carley, Carnegie Mellon University; Profesor Khalil Najafi, University of Michigan; Profesor Eugene Chenette, University of Florida; Profesor Stanley Burns, Iowa State University; Profesor Thomas Schubert, University of San Diego; Profesor Robert Curtis, Ohio University și Profesor Edwin Greeneich, Arizona State University.

Conținutul acestei cărți a fost influențat în mare măsură de colaborarea noastră cu profesorul D.O. Pedersen de la Universitatea din California, Berkeley căruia îi suntem recunoscători pentru contribuția sa. Doamna Betty Fuller a dactilografiat manuscrisul ediției revizuite; îi apreciem munca sa remarcabilă.

Berkeley, California, 1992

Paul R. Gray  
Robert G. Meyer

## CUPRINS

Convenția utilizată pentru simboluri . . . . .	xvi
<b>Capitolul 1 Modele pentru dispozitivele active din circuitele integrate . . . . .</b>	<b>1</b>
1.1 Introducere . . . . .	1
1.2 Regiunea de sarcină spațială a unei joncțiunii $pn$ . . . . .	1
1.3 Comportarea la semnal mare a tranzistoarelor bipolare . . . . .	10
1.4 Modele de semnal mic pentru tranzistoarele bipolare . . . . .	31
1.5 Comportarea la semnal mare a tranzistoarelor cu efect de câmp cu grilă-joncțiune . . . . .	45
1.6 Modele de semnal mic pentru tranzistoarele cu efect de câmp cu grilă-joncțiune . . . . .	54
1.7 Comportarea la semnal mare a tranzistoarelor cu efect de câmp metal-oxid-semiconductor . . . . .	58
1.8 Modelul de semnal mic al tranzistorului MOS în saturație . . . . .	66
1.9 Efecte de canal scurt în TEC . . . . .	72
1.10 Conducția sub prag a TECMOS . . . . .	75
1.11 Curentul de substrat al TECMOS . . . . .	77
<b>Anexă</b>	
A1.1 Rezumat al parametrilor dispozitivelor active . . . . .	79
Probleme . . . . .	83
Bibliografie . . . . .	85
Bibliografie generală . . . . .	86
<b>Capitolul 2 Tehnologia circuitelor integrate bipolare, MOS și BiCMOS . . . . .</b>	<b>87</b>
2.1 Introducere . . . . .	87
2.2 Procese fundamentale pentru fabricația circuitelor integrate . . . . .	88
2.3 Fabricația circuitelor integrate bipolare de tensiune mare . . . . .	99
2.4 Procese tehnologice avansate pentru fabricația circuitelor integrate bipolare . . . . .	104
2.5 Dispozitive active în circuitele integrate analogice bipolare . . . . .	109
2.6 Componente pasive în circuitele integrate bipolare . . . . .	132
2.7 Modificări ale procesului bipolar de bază . . . . .	140
2.8 Fabricarea circuitelor integrate MOS . . . . .	148
2.9 Dispozitive active în circuitele integrate MOS . . . . .	152
2.10 Componente pasive în tehnologiile MOS . . . . .	165
2.11 Tehnologia BiCMOS . . . . .	170
2.12 Aspecte economice ale fabricației circuitelor integrate . . . . .	172
2.13 Considerații asupra încapsulării circuitelor integrate . . . . .	179
<b>Anexă</b>	
A2.1 Parametrii de model utilizați în SPICE . . . . .	182
Probleme . . . . .	184
Bibliografie . . . . .	189

<b>Capitolul 3 Etaje de amplificare cu unul și cu două tranzistoare</b>	<b>191</b>
3.1 Selecția modelelor de dispozitiv pentru analiza aproximativă a circuitelor analogice	193
3.2 Etaje de amplificare fundamentale cu un tranzistor	194
3.3 Etaje de amplificare cu două tranzistoare	215
3.4 Perechi cu cuplaj în emitoare	222
3.5 Perechi de TECJ cu cuplaj în surse	238
3.6 Efectele neîmperecherii componentelor în amplificatoarele diferențiale	244
<b>Anexă</b>	
A3.1 Statistică elementară și distribuția gaussiană	254
Probleme	257
Bibliografie	226
<b>Capitolul 4 Surse de curent cu tranzistoare și sarcini active</b>	<b>263</b>
4.1 Introducere	263
4.2 Surse de curent	263
4.3 Sursele de curent ca sarcini active	279
<b>Anexe</b>	
A4.1 Considerații de împerechere în sursele de curent cu tranzistoare	308
A4.2 Polarizare independentă de sursele de alimentare	312
A4.3 Polarizare independentă de temperatură	324
A4.4 Polarizare la curenți mici	335
Probleme	337
Bibliografie	342
<b>Capitolul 5 Etaje de ieșire</b>	<b>343</b>
5.1 Introducere	343
5.2 Repetorul pe emitor ca etaj de ieșire	343
5.3 Etajul de ieșire cu emitorul comun	359
5.4 Etajul de ieșire cu baza comună	364
5.5 Etaje de ieșire în clasă B (în contratimp)	366
Probleme	393
Bibliografie	398
<b>Capitolul 6 Amplificatoare operaționale</b>	<b>399</b>
6.1 Aplicații ale amplificatoarelor operaționale	400
6.2 Abateri de la modelul ideal în amplificatoarele operaționale reale	410
6.3 Analiza unor amplificatoare operaționale monolitice	413
6.4 Considerații de proiectare a amplificatoarelor operaționale monolitice	433
6.5 Amplificatoare operaționale MOS	448
<b>Anexe</b>	
A6.1 Calculul tensiunii și curentului de offset la intrare pentru amplificatorul 741	453
A6.2 Tensiunea de offset la intrare a amplificatoarelor operaționale MOS	457
Probleme	459
Bibliografie	464

<b>Capitolul 7 Răspunsul în frecvență al circuitelor integrate</b>	465
7.1 Introducere	465
7.2 Răspunsul în frecvență al amplificatorului cu un singur etaj	465
7.3 Răspunsul în frecvență al amplificatoarelor cu mai multe etaje	484
7.4 Analiza răspunsului în frecvență al amplificatorului operațional 741	501
7.5 Relația între răspunsul în frecvență și răspunsul în timp	506
Probleme	509
Bibliografie	519
<b>Capitolul 8 Reacția</b>	517
8.1 Ecuațiile reacției ideale	517
8.2 Sensibilitatea câștigului	519
8.3 Efectul reacției negative asupra distorsiunilor	520
8.4 Configurații de reacție	521
8.5 Configurații reale și efectul încărcării	529
8.6 Reacția pe un singur etaj	559
8.7 Stabilizatorul de tensiune ca circuit cu reacție	564
Probleme	570
Bibliografie	576
<b>Capitolul 9 Răspunsul în frecvență și stabilitatea amplificatoarelor cu reacție</b>	577
9.1 Introducere	577
9.2 Relația între câștig și bandă pentru amplificatoarele cu reacție	577
9.3 Instabilitatea și criteriul Nyquist	579
9.4 Compensarea în frecvență	587
9.5 Metoda locului rădăcinilor	603
9.6 Viteza maximă de variație a tensiunii de la ieșire în condiții de semnal mare (Slew Rate)	622
Probleme	634
Bibliografie	639
<b>Capitolul 10 Circuite analogice neliniare</b>	641
10.1 Introducere	641
10.2 Redresarea de precizie	642
10.3 Multiplicatoare analogice realizate cu tranzistoare bipolare	647
10.4 Circuite PLL	660
10.5 Sinteza funcțiilor neliniare	686
Probleme	687
Bibliografie	691
<b>Capitolul 11 Zgomotul în circuitele integrate</b>	693
11.1 Introducere	693
11.2 Surse de zgomot	694
11.3 Modele care includ zgomotul pentru componentele din circuitele integrate	702



---

11.4	Calculul zgomotului în circuite . . . . .	706
11.5	Generatoare de zgomot echivalente la intrare . . . . .	715
11.6	Efectul reacției asupra performanțelor de zgomot . . . . .	726
11.7	Performanțele de zgomot ale altor configurații de circuite cu tranzistoare . . . .	735
11.8	Zgomotul în amplificatoarele operaționale . . . . .	740
11.9	Banda de zgomot . . . . .	747
11.10	Factorul de zgomot și temperatura de zgomot . . . . .	752
	Probleme . . . . .	757
	Bibliografie . . . . .	763
	Index român-englez de termeni . . . . .	765

## Convenția pentru simboluri

În această carte — în afara cazului în care se specifică altfel — se folosește următoarea convenție pentru simboluri.

Mărimile legate de *polarizare (punctul static de funcționare)* sau de *curent continuu* cum ar fi, de exemplu, curentul de colector al tranzistorului,  $I_C$ , și tensiunea colector-emitor,  $V_{CE}$ , sunt notate cu litere mari și indici mari.

Mărimile de *semnal mic* cum ar fi, de exemplu, variațiile incrementale ale curentului de colector al tranzistorului,  $i_c$ , sunt notate cu litere mici și indici mici. În același fel sunt notate și elementele din circuitele echivalente de semnal mic cum ar fi, de exemplu, transconductanța  $g_m$ .

În sfârșit, mărimi cum ar fi, de exemplu, curentul *total* de colector,  $I_C$ , care reprezintă suma dintre valoarea de curent continuu și aceea de semnal sunt notate cu litere mari și indici mici.

---

# MODELE PENTRU DISPOZITIVELE ACTIVE DIN CIRCUITELE INTEGRATE

## 1.1 INTRODUCERE

Analiza și proiectarea circuitelor integrate sunt puternic dependente de utilizarea unor modele potrivite pentru componentele circuitului integrat. Acest lucru este adevărat atât pentru analiza manuală în care, în general, se utilizează modele destul de simple, cât și pentru analiza cu calculatorul în care se întâlnesc modele mult mai complexe. Deoarece acuratețea oricărei analize nu o poate depăși pe aceea a modelului utilizat, este esențial ca proiectantul circuitului să înțeleagă în mod profund originea modelelor curent utilizate și a gradului de aproximare pe care îl implică fiecare din ele.

Acest capitol se ocupă cu deducerea modelelor de semnal mare și de semnal mic ale dispozitivelor din circuitele integrate. Se începe cu tratarea proprietăților joncțiunilor  $pn$ , care constituie părți de bază ale celor mai multe elemente ale circuitului integrat. Deoarece această carte se ocupă în primul rând cu analiza și proiectarea circuitelor, nu s-a încercat să se dea o tratare completă a fizicii semiconductorilor; accentul s-a pus pe rezumarea aspectelor fundamentale ale comportării dispozitivului semiconductor și pe indicarea modului în care se pot modela aceste aspecte prin circuite echivalente.

## 1.2 REGIUNEA DE SARCINĂ SPAȚIALĂ A UNEI JONCȚIUNI $pn$

Proprietățile joncțiunii  $pn$  polarizată invers au o influență însemnată asupra caracteristicilor unui mare număr de componente din circuitul integrat. De exemplu, în tehnologia convențională a circuitelor integrate toate componentele sunt izolate prin joncțiuni  $pn$  polarizate invers, joncțiuni care introduc pentru fiecare componentă capacități parazite, dependente de tensiune. În plus un număr de caracteristici importante ale tranzistoarelor bipolare cum ar fi, de exemplu, tensiunea de străpungere și rezistența de ieșire, depind direct de proprietățile regiunii golite a unei joncțiuni  $pn$  polarizată invers. În sfârșit, funcționarea tranzistorului cu efect de câmp cu grilă-joncțiune este controlată de extinderea regiunii golite

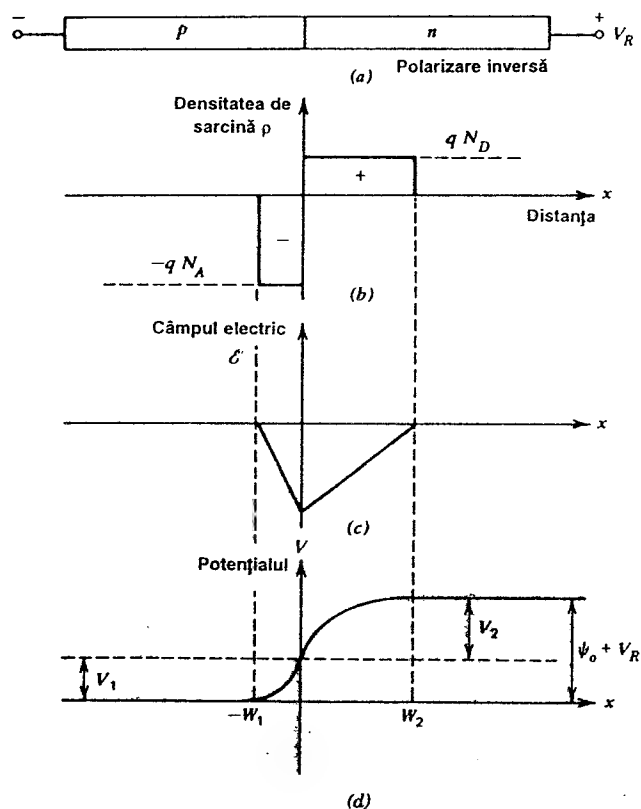


Fig. 1.1 Joncțiunea abruptă polarizată invers cu o tensiune  $V_R$ . (a) Modelul. (b) Densitatea de sarcină. (c) Câmpul electric. (d) Potențialul electrostatic.

a unei joncțiuni  $pn$ . În continuare se va face o analiză a regiunii de sarcină spațială a unei joncțiuni  $pn$  polarizată invers, analiză justificată atât de importanța pe care o prezintă regiunea golită, cât și de numărul mare de situații în care intervine. Proprietățile joncțiunilor  $pn$  polarizate sunt tratate în Secțiunea 1.3, în care se descrie funcționarea tranzistorului bipolar.

Fie o joncțiune  $pn$  polarizată invers, după cum se indică în fig. 1.1. În semiconductorul de tip  $n$  și de tip  $p$  se vor presupune concentrații constante de atomi donori,  $N_D$  (atomi/cm<sup>3</sup>), respectiv acceptori  $N_A$  (atomi/cm<sup>3</sup>). Caracteristicile joncțiunilor  $pn$  la care concentrațiile de impurități nu sunt constante vor fi descrise ulterior. Ca urmare a diferenței existente între concentrațiile purtătorilor în zonele de tip  $p$  și de tip  $n$ , la granița (la joncțiunea) dintre aceste zone se va forma o regiune în care sarcinile mobile (golurile și electronii) sunt îndepărtate, rămânând numai sarcinile fixe ale ionilor acceptori și donori. Deoarece fiecărui ion acceptor îi corespunde o sarcină negativă și fiecărui ion donator una pozitivă, regiunea de lângă graniță este o regiune în care există o sarcină spațială importantă rezultând astfel și un câmp electric mare. Această regiune se numește *regiune golită* sau *regiune de sarcină spațială*. Se presupune că marginile regiunii golite sunt net definite (tranziția de la regiunea golită la restul materialului semiconductor se face brusc - după cum se indică în fig. 1.1), presupunere care constituie în multe cazuri o aproximație suficient de bună.

Pentru o polarizare nulă, variația totală de potențial în joncțiune este  $\psi_0$ , mărime care se numește *diferența internă de potențial*. Această barieră de potențial se opune difuziei peste joncțiune - la echilibru - a golurilor și electronilor mobili. Valoarea sa este dată<sup>1</sup> de

$$\psi_0 = V_T \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2} , \quad (1.1)$$

unde

$$V_T = \frac{kT}{q} = 26 \text{ mV} \quad \text{la } 300 \text{ K} .$$

Mărimea  $n_i$  este concentrația intrinsecă (pentru un semiconductor pur) a purtătorilor, având pentru siliciu la 300 K valoarea  $n_i = 1,5 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ .

Prin aplicarea unei tensiuni inverse  $V_R$ , înălțimea barierei de potențial se mărește, devenind  $(\psi_0 + V_R)$ . Deoarece sarcinile totale, pe unitatea de arie, de fiecare parte a joncțiunii trebuie să fie egale și de semn contrar rezultă că

$$W_1 N_A = W_2 N_D , \quad (1.2)$$

unde  $W_1$ ,  $W_2$  sunt distanțele pe care se extinde regiunea golită în regiunea de tip  $p$ , respectiv de tip  $n$ .

Ecuatia lui Poisson, unidimensională, cere ca

$$\frac{d^2 V}{dx^2} = -\frac{\rho}{\epsilon} = -\frac{q N_A}{\epsilon} \quad \text{pentru} \quad -W_1 < x < 0 , \quad (1.3)$$

unde  $\rho$  este densitatea de sarcină,  $q$  sarcina electronului ( $1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$ ) iar  $\epsilon$  permitivitatea dielectrică a siliciului ( $1,04 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ ). Adeseori permitivitatea se exprimă sub forma

$$\epsilon = K_s \epsilon_0 , \quad (1.4)$$

unde  $K_s$  este constanta dielectrică a siliciului iar  $\epsilon_0$  permitivitatea vidului ( $8,86 \times 10^{-14} \text{ F/m}$ ). Integrând (1.3) se obține

$$\frac{dV}{dx} = \frac{q N_A}{\epsilon} x + C_1 , \quad (1.5)$$

unde  $C_1$  este o constantă. Câmpul electric este dat de

$$\mathcal{E} = -\frac{dV}{dx} = -\left[ \frac{q N_A}{\epsilon} x + C_1 \right] . \quad (1.6)$$

Deoarece în afara regiunii golite câmpul electric este nul, o condiție la limită este

$$\mathcal{E} = 0 \quad \text{pentru} \quad x = -W_1 .$$

Utilizând această condiție în (1.6) rezultă

$$\mathcal{E} = -\frac{q N_A}{\epsilon} (x + W_1) = -\frac{dV}{dx} \quad \text{pentru} \quad -W_1 < x < 0 . \quad (1.7)$$

Deci dublul strat de sarcină care există la joncțiune dă naștere unui câmp electric care variază liniar cu distanța.

Integrând (1.7) se obține

$$V = \frac{qN_A}{\varepsilon} \left[ \frac{x^2}{2} + W_1 x \right] + C_2 . \quad (1.8)$$

Dacă se ia (arbitrar) ca potențial nul potențialul părții neutre a regiunii de tip  $p$ , se obține a doua condiție la limită

$$V = 0 \quad \text{pentru} \quad x = -W_1 .$$

Utilizând această condiție în (1.8) rezultă

$$V = -\frac{qN_A}{\varepsilon} \left[ \frac{x^2}{2} + W_1 x + \frac{W_1^2}{2} \right] \quad \text{pentru} \quad -W_1 < x < 0 . \quad (1.9)$$

Notând  $V(x=0) = V_1$  din (1.9) se obține

$$V_1 = -\frac{qN_A}{\varepsilon} \frac{W_1^2}{2} . \quad (1.10)$$

Diferența de potențial de la  $x=0$  la  $x=W_2$  se notează cu  $V_2$ :

$$V_2 = -\frac{qN_D}{\varepsilon} \frac{W_2^2}{2} . \quad (1.11)$$

Căderea totală de tensiune pe jonțiune este

$$\psi_0 + V_R = V_1 + V_2 = \frac{q}{2\varepsilon} (N_A W_1^2 + N_D W_2^2) . \quad (1.12)$$

Înlocuind (1.2) în (1.12) se obține

$$\psi_0 + V_R = \frac{qW_1^2 N_A}{2\varepsilon} \left[ 1 + \frac{N_A}{N_D} \right] . \quad (1.13)$$

Din (1.13) rezultă adâncimea de pătrundere a regiunii golite în regiunea de tip  $p$ :

$$W_1 = \left[ \frac{2\varepsilon (\psi_0 + V_R)}{qN_A \left[ 1 + \frac{N_A}{N_D} \right]} \right]^{1/2} . \quad (1.14)$$

Similar, se obține

$$W_2 = \left[ \frac{2\varepsilon (\psi_0 + V_R)}{qN_D \left[ 1 + \frac{N_D}{N_A} \right]} \right]^{1/2} . \quad (1.15)$$

Relațiile (1.14) și (1.15) arată că regiunea golită se extinde în regiunile de tip  $p$  și  $n$  invers proporțional cu concentrația de impurități și direct proporțional cu  $\sqrt{\psi_0 + V_R}$ .

Dacă una din concentrații, fie  $N_D$ , fie  $N_A$ , este mult mai mare decât cealaltă, regiunea golită se extinde aproape în totalitate în regiunea *mai slab dopată*.

### ■ EXEMPLU

O joncțiune abruptă din siliciu are concentrațiile de impurități  $N_A = 10^{15}$  atomi/cm<sup>3</sup> și  $N_D = 10^{16}$  atomi/cm<sup>3</sup>. Să se calculeze diferența de potențial internă, extinderea regiunii golite în materialul de tip  $p$  și  $n$  și câmpul electric maxim pentru o polarizare inversă de 10 V.

Din (1.1) se obține:

$$\psi_0 = 26 \ln \frac{10^{15} \times 10^{16}}{2,25 \times 10^{22}} \text{ mV} = 638 \text{ mV la } 300 \text{ K}.$$

Extinderea regiunii golite în regiunea de tip  $p$  rezultă din (1.4):

$$W_1 = \sqrt{\frac{2 \times 1,04 \times 10^{-12} \times 10,64}{1,6 \times 10^{-19} \times 10^{15} \times 1,1}} = 3,5 \times 10^{-4} \text{ cm} = 3,5 \text{ } \mu\text{m}.$$

Pentru regiunea de tip  $n$  — mai puternic dopată — extinderea regiunii golite va fi:

$$W_2 = \sqrt{\frac{2 \times 1,04 \times 10^{-12} \times 10,64}{1,6 \times 10^{-19} \times 10^{16} \times 11}} = 0,35 \times 10^{-4} \text{ cm} = 0,35 \text{ } \mu\text{m}.$$

În sfârșit, din (1.7) rezultă că valoarea maximă a câmpului se obține pentru  $x=0$ :

$$\mathcal{E}_{\max} = - \frac{qN_A}{\epsilon} W_1 = -1,6 \times 10^{-19} \frac{10^{15} \times 3,5 \times 10^{-4}}{1,04 \times 10^{-12}} = -5,4 \times 10^4 \text{ V/cm}.$$

De remarcat valoarea mare a acestui câmp electric.

#### 1.2.1 Capacitatea regiunii golite (capacitatea de barieră)

Deoarece există o sarcină  $Q$ , dependentă de tensiune, care se poate asocia regiunii golite, se poate calcula o capacitate de semnal mic,  $C_j$ :

$$C_j = \frac{dQ}{dV_R} = \frac{dQ}{dW_1} \frac{dW_1}{dV_R}. \quad (1.16)$$

Evident

$$dQ = A q N_A dW_1, \quad (1.17)$$

unde  $A$  este aria transversală a joncțiunii.

Prin diferențierea expresiei 1.14 se obține

$$\frac{dW_1}{dV_R} = \left[ \frac{\varepsilon}{2qN_A \left[ 1 + \frac{N_A}{N_D} \right] (\psi_0 + V_R)} \right]^{1/2} \quad (1.18)$$

Înlocuind (1.17) și (1.18) în (1.16) rezultă

$$C_j = A \left[ \frac{q\varepsilon N_A N_D}{2(N_A + N_D)} \right]^{1/2} \frac{1}{\sqrt{\psi_0 + V_R}} \quad (1.19)$$

Relația anterioară s-a dedus pentru cazul în care pe diodă se aplică o polarizare inversă. Totuși ea este valabilă și pentru o polarizare directă cu condiția ca valoarea curentului direct să fie mică. Deci, dacă  $V_D$  reprezintă tensiunea de polarizare a joncțiunii (pozitivă pentru o polarizare directă și negativă pentru o polarizare inversă), relația 1.19 se poate scrie:

$$C_j = A \left[ \frac{q\varepsilon N_A N_D}{2(N_A + N_D)} \right]^{1/2} \frac{1}{\sqrt{\psi_0 - V_D}} \quad (1.20)$$

sau

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{V_D}{\psi_0}}} \quad (1.21)$$

unde  $C_{j0}$  este valoarea capacității  $C_j$  la  $V_D=0$ .

Expresiile 1.10 și 1.21 au fost obținute presupunând concentrațiile de impurități din regiunile de tip  $p$  și  $n$  constante. Totuși pentru unele joncțiuni difuzate o aproximație mai apropiată de cazul real o constituie aceea a unui profil de impurități *gradat*, așa cum se indică în fig. 1.2. În acest caz, calcule similare cu cele precedente conduc la o dependență de forma

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt[3]{1 - \frac{V_D}{\psi_0}}} \quad (1.22)$$

Trebuie observat că atât (1.21) cât și (1.22) dau pentru  $C_j$  o valoare care tinde la infinit atunci când  $V_D$  se apropie de  $\psi_0$ . Deoarece curentul care trece prin diodă atinge în aceste condiții valori mari expresiile 1.21 și 1.22 nu mai sunt valabile.

O analiză mult mai exactă<sup>2,3</sup> a comportării capacității  $C_j$  în funcție de tensiunea  $V_D$  dă rezultatul indicat în fig. 1.3.

Pentru tensiuni directe de până la aproximativ  $\psi_0/2$  valoarea dată de relația 1.21 pentru  $C_j$  este foarte apropiată de aceea care rezultă din analiza mult mai exactă. Ca o aproximație, unele programe de analiză utilizează pentru calculul valorii capacității  $C_j$  pentru  $V_D > \psi_0$  o extrapolare liniară a expresiilor 1.21 sau 1.22.



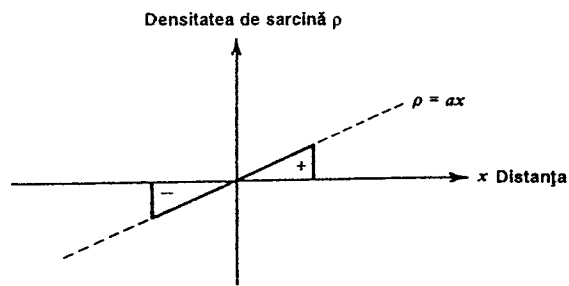


Fig. 1.2 Dependența densității de sarcină în funcție de distanță pentru o joncțiune gradată.

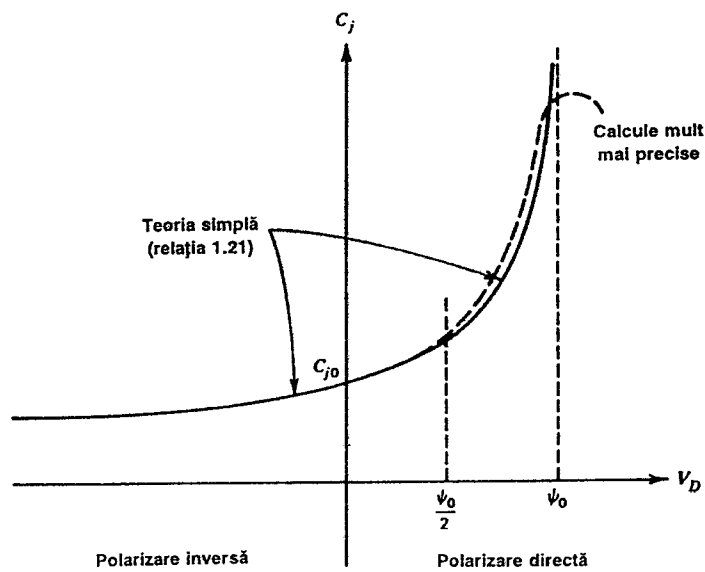


Fig. 1.3 Comportarea capacității de barieră  $C_j$  a unei joncțiuni  $pn$  în funcție de polarizarea  $V_D$ .

### ■ EXEMPLU

Capacitatea unei joncțiuni difuzate, pentru o tensiune de polarizare nulă, este de 3pF, iar  $\psi_0=0,5$  V. Să se calculeze capacitatea pentru o polarizare inversă de 10 V. Se va presupune că profilul de impurități se poate aproxima ca abrupt.

Din (1.21) se obține

$$C_j = \frac{3}{\sqrt{1 + \frac{10}{0,5}}} = 0,65 \text{ pF}.$$

### 1.2.2 Străpungerea joncțiunii

După cum rezultă din fig. 1.1c câmpul electric din regiunea golită atinge valoarea maximă la  $x=0$ , având pentru o joncțiune abruptă expresia

$$\mathcal{E}_{\max} = -\frac{qN_A}{\epsilon} W_1 \quad (1.23)$$

care rezultă direct din (1.7). Prin înlocuirea expresiei 1.14 în (1.23) se obține relația

$$|\mathcal{E}_{\max}| = \left[ \frac{2qN_A N_D V_R}{\epsilon(N_A + N_D)} \right]^{1/2} \quad (1.24)$$

în care s-a neglijat  $\psi_0$ . Relația 1.24 arată că valoarea maximă a câmpului crește odată cu scăderea concentrației de impurități (a dopajului) și odată cu creșterea polarizării inverse. Această relație, deși este utilă pentru că indică dependența valorii  $\mathcal{E}_{\max}$  în funcție de diverse variabile, este însă valabilă strict numai pentru cazul joncțiunii plane ideale. La joncțiunile reale se manifestă o serie de efecte de margine care determină valori mai mari ale câmpului  $\mathcal{E}_{\max}$  datorită concentrării câmpului la marginile curbate ale joncțiunii.

Prin orice joncțiune  $pn$  polarizată invers trece un mic curent invers datorat prezenței gurilor și electronilor minoritari în vecinătatea regiunii golite. Acești purtători minoritari sunt trecuți peste regiunea golită de câmpul electric existent în această regiune, contribuind la formarea curentului rezidual al joncțiunii. Pe măsură ce tensiunea inversă pe joncțiune crește, câmpul maxim crește, iar purtătorii achiziționează în zona golită între două ciocniri succesive cu rețeaua, cantități de energie tot mai mari. La o valoare critică a câmpului ( $\mathcal{E}_{\text{crit}}$ ) purtătorii care traversează regiunea golită ajung să aibă o energie suficientă pentru a crea noi perechi gol-electron ca urmare a ciocnirilor cu atomii de siliciu. Purtătorii care apar, creează la rândul lor alte perechi ș.a.m.d. Acest proces se numește *multiplicare în avalanșă* și conduce la o creștere bruscă a curentului invers. Valoarea câmpului  $\mathcal{E}_{\text{crit}}$  este de aproximativ  $3 \times 10^5$  V/cm pentru concentrații de impurități în gama  $10^{15}$ — $10^{16}$  atomi/cm<sup>3</sup> și crește încet odată cu creșterea concentrației de impurități atingând o valoare de aproximativ  $10^6$  V/cm pentru concentrații de  $10^{18}$  atomi/cm<sup>3</sup>.

O caracteristică I-V tipică pentru o diodă cu joncțiune este indicată în fig. 1.4. Efectul străpungerii în avalanșă este pus în evidență de creșterea puternică a curentului invers care are loc îndată ce tensiunea inversă atinge tensiunea de străpungere  $BV$ . Aceasta corespunde atingerii de către valoarea maximă a câmpului a valorii  $\mathcal{E}_{\text{crit}}$ . Empiric s-a găsit că între valoarea curentului invers normal (fără efectul avalanșei),  $I_R$ , al unei diode și valoarea curentului invers în apropierea străpungerii,  $I_{RA}$ , există relația

$$I_{RA} = M I_R, \quad (1.25)$$

unde  $M$  este *factorul de multiplicare* dat de

$$M = \frac{1}{1 - \left[ \frac{V_R}{BV} \right]^n}. \quad (1.26)$$

$V_R$  fiind tensiunea inversă pe diodă iar coeficientul  $n$  având o valoare cuprinsă între 3 și 6.

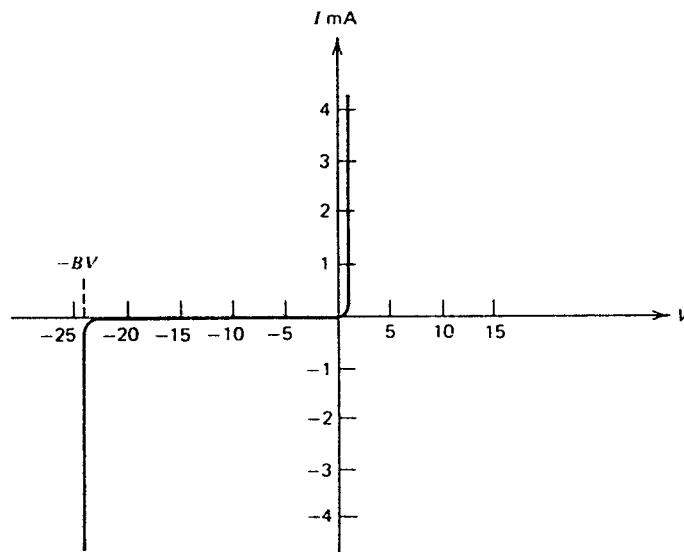


Fig. 1.4 Caracteristica tipică I-V pentru o diodă semiconductoră (se pune în evidență străpungerea prin avalanșă).

Funcționarea unei joncțiuni pn în regiunea de străpungere nu este inerent distructivă. Totuși valoarea curentului de avalanșă trebuie limitată prin rezistențe exterioare pentru a nu se ajunge la o valoare excesivă a puterii disipate pe joncțiune, care poate duce la distrugerea dispozitivului.

Diodele care funcționează în regiunea de avalanșă sunt mult utilizate ca referințe de tensiune fiind denumite *diode Zener*. În afara procesului de străpungere prin avalanșă descris anterior mai există încă un alt proces diferit, denumit *străpungere Zener*<sup>5</sup>. Străpungerea Zener are loc numai în joncțiuni puternic dopate în care câmpul electric devine suficient de intens (chiar la tensiuni inverse mici) astfel încât să poată să rupă electronii din legăturile de valență. Acest proces se numește *tunelare*; în acest caz efectul de multiplicare de la străpungerea în avalanșă nu mai există. Deși mecanismul de străpungere Zener este important numai pentru tensiuni de străpungere mai mici ca (aproximativ) 6 V, toate diodele care lucrează în zona de străpungere sunt denumite cu termenul generic de diode Zener.

Calculule date anterior s-au referit la caracteristicile străpungerii joncțiunilor plane abrupte. Aceste calculule nu se pot aplica joncțiunilor difuzate întâlnite uzual în circuitele integrate (joncțiuni planare). Pentru joncțiunile planare s-au făcut calculule speciale ale căror rezultate sunt tabelate pentru uzul proiectanților<sup>5</sup>. În particular trebuie menționat că efectele de margine din joncțiunile planare pot coborî tensiunea de străpungere până la 50% din valoarea calculată pentru joncțiunea plană.

## ■ EXEMPLU

O joncțiune pn abruptă are concentrațiile de impurități  $N_A = 5 \times 10^{15}$  atomi/cm<sup>3</sup> și  $N_D = 10^{16}$  atomi/cm<sup>3</sup>. Să se calculeze tensiunea de străpungere dacă  $\mathcal{E}_{crit} = 3 \times 10^5$  V/cm.

Tensiunea de străpungere se calculează înlocuind în (1.24)  $\mathcal{E}_{\max} = \mathcal{E}_{\text{crit}}$ . Se obține:

$$BV = \frac{\varepsilon(N_A + N_D)}{2qN_A N_D} \mathcal{E}_{\text{crit}}^2 = \frac{10,04 \times 10^{-12} \times 15 \times 10^{15}}{2 \times 1,6 \times 10^{-12} \times 5 \times 10^{15} \times 10^{16}} \times 9 \times 10^{10} \text{ V} = 88 \text{ V}.$$

### 1.3 COMPORTAREA LA SEMNAL MARE A TRANZISTOARELOR BIPOLARE

În această secțiune se discută comportarea la semnal mare, sau de curent continuu, a tranzistoarelor bipolare. Se determină modelele de semnal mare pentru calculul curenților și tensiunilor în circuitele cu tranzistoare, considerându-se și efecte neincluse în mod obișnuit în modele cum ar fi, de exemplu, limitările date de tensiunea de străpungere. Se tratează în detaliu și unele efecte de ordinul doi, de exemplu, variația câștigului în curent în funcție de curentul de colector și tensiunea Early, care pot să conteze în multe circuite.

Convenția de semne utilizată pentru curenții și tensiunile tranzistorului bipolar este indicată în fig. 1.5. Toți curenții din punctul static de funcționare se presupun pozitivi dacă intră în dispozitiv, indiferent de faptul că tranzistorul este *npn* sau *pnp*.

#### 1.3.1 Modele de semnal mare în regiunea activă directă

Structura tipică a unui tranzistor bipolar planar *npn* este dată în fig. 1.6a, în care colectorul, baza și emitorul au fost notate C, respectiv B, E.

Metoda de fabricare a unui astfel de tranzistor este descrisă în Capitolul 2, unde se arată că profilul concentrației de impurități în baza și emitorul său nu este constant, ci variază cu distanța de la suprafața de „sus” (pe care se află contactele). Totuși, multe din caracteristicile acestui tranzistor pot fi deduse prin analiza unei structuri idealizate, ca aceea prezentată în fig. 1.6b. În această structură concentrațiile de impurități în bază și în emitor se presupun constante: tranzistorul cu această structură este denumit uneori tranzistorul cu „bază uniformă”. În analiza care urmează, acolo unde va fi posibil, ecuațiile pentru tranzistorul cu bază uniformă vor fi date sub o formă care se aplică și pentru tranzistorul cu bază neuniformă.

Fie secțiunea transversală AA' prin dispozitivul din fig. 1.6b.

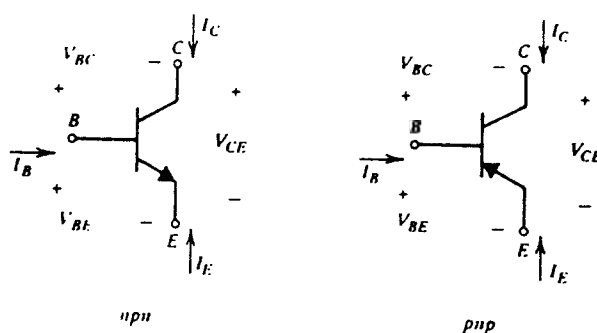


Fig. 1.5 Convenția de semne pentru tranzistorul bipolar.

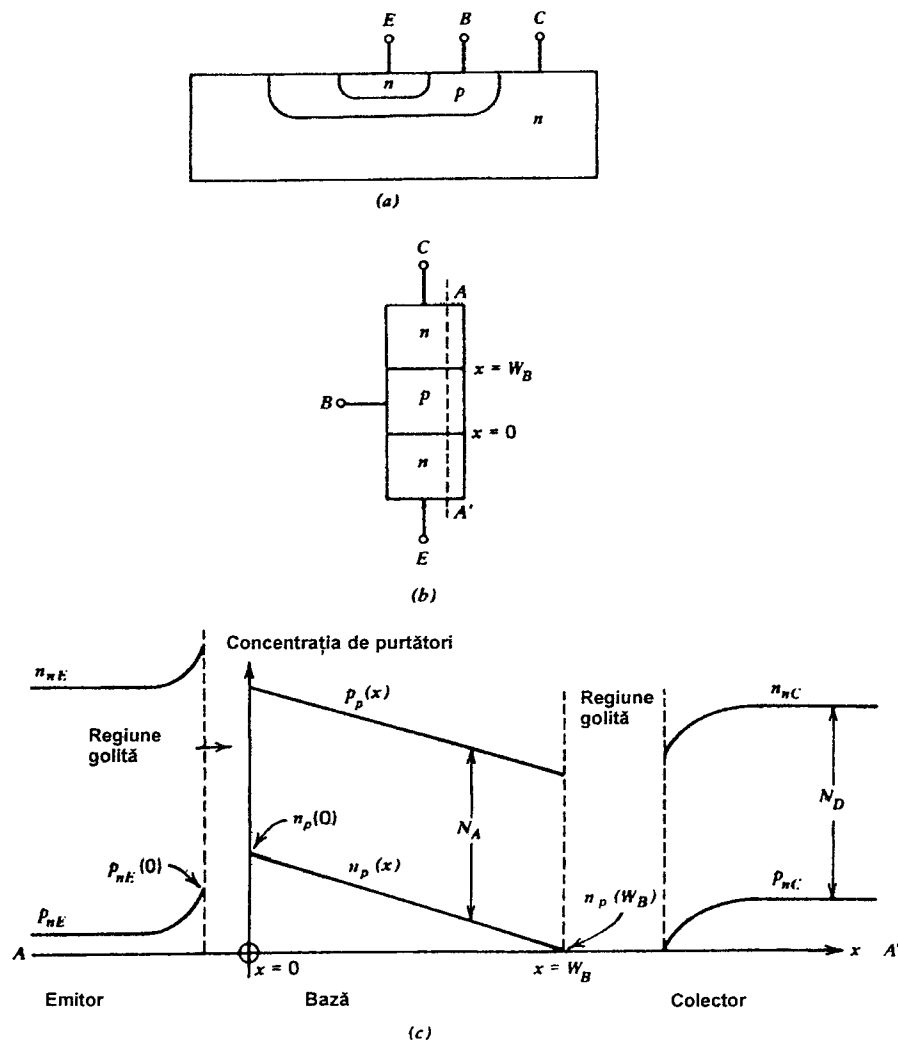


Fig. 1.6 (a) Secțiune transversală printr-o structură de tranzistor planar npn tipic. (b) Structura idealizată a tranzistorului. (c) Concentrațiile de purtători în lungul secțiunii AA' prin tranzistorul din (b). Concentrațiile de impurități se presupun constante. (Desenul nu este făcut la scară).

Concentrațiile de purtători în această secțiune sunt indicate în fig. 1.6c. Concentrațiile de goluri sunt notate prin  $p$ , iar cele de electroni cu  $n$ , indicii  $p$  sau  $n$  reprezentând regiunile de tip  $p$ , respectiv  $n$ . Regiunile de tip  $n$  ale emitorului și ale colectorului sunt diferențiate prin indicii  $E$ , respectiv  $C$ .

Concentrațiile de purtători prezentate în fig. 1.6c se referă la cazul unui tranzistor care este polarizat în *regiunea activă directă* (o altă denumire curent utilizată este *regiunea activă normală*). Aceasta înseamnă că joncțiunea bază-emitor este polarizată direct, iar joncțiunea bază-colector este polarizată invers.

Concentrațiile de purtători minoritari în bază la marginile regiunilor golite pot fi calculate printr-o aproximare Boltzmann a funcției de distribuție Fermi-Dirac, obținându-se<sup>6</sup>

$$n_p(0) = n_{p0} \exp \frac{V_{BE}}{V_T}, \quad (1.27)$$

$$n_p(W_B) = n_{p0} \exp \frac{V_{BC}}{V_T} \approx 0, \quad (1.28)$$

unde  $W_B$  este grosimea bazei măsurată de la marginea regiunii golite bază-emitor până la marginea regiunii golite bază-colector, iar  $n_{p0}$  este concentrația de echilibru a electronilor în bază. Se observă că valoarea concentrației  $n_p(W_B)$  pentru un tranzistor care funcționează în regiunea activă directă este foarte mică.

În deducerea expresiilor 1.27 și 1.28 s-au presupus condiții de nivel mic de injecție, ceea ce înseamnă că întotdeauna concentrațiile de purtători minoritari sunt mult mai mici decât concentrațiile de purtători majoritari.

Dacă *recombinarea* gurilor și electronilor în bază este mică, se poate arăta<sup>7</sup> că dependența în funcție de distanță a concentrației de purtători minoritari în bază  $n_p(x)$  este *liniară*. Ca urmare în fig. 1.6c punctele care reprezintă concentrațiile la  $x=0$  și  $x=W_B$  se pot uni printr-o linie dreaptă.

Din condiția de neutralitate a sarcinii în bază rezultă că

$$N_A + n_p(x) = p_p(x) \quad (1.29)$$

sau

$$p_p(x) - n_p(x) = N_A, \quad (1.30)$$

unde  $p_p(x)$  este concentrația de guri în bază iar  $N_A$  este concentrația de impurități în bază, care se presupune constantă. Expresia 1.30 arată că între concentrația de guri și concentrația de electroni există o diferență constantă; prin urmare și  $p_p(x)$  variază liniar cu distanța.

Curentul de colector este produs de purtătorii minoritari (electroni) care difuzează în bază în direcția gradientului de concentrație ajungând la regiunea golită bază-colector unde sunt preluați de câmpul existent în această regiune și trecuți în zona colectorului.

Densitatea de curent de difuzie datorată electronilor în bază este

$$J_n = qD_n \frac{dn_p(x)}{dx} \quad (1.31)$$

unde  $D_n$  este coeficientul de difuzie pentru electroni. Din fig. 1.6c rezultă

$$J_n = -qD_n \frac{n_p(0)}{W_B}. \quad (1.32)$$

Dacă se notează  $I_C$  curentul de colector și se consideră că este pozitiv dacă *intră* în colector, din (1.22) se obține

$$I_C = qAD_n \frac{n_p(0)}{W_B} \quad (1.33)$$

unde  $A$  este aria transversală a emitorului.

Înlocuind (1.27) în (1.33) se găsește

$$I_C = \frac{qAD_n n_{p0}}{W_B} \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \quad (1.34)$$

sau

$$I_C = I_S \exp \frac{V_{BE}}{V_T}, \quad (1.35)$$

unde

$$I_S = \frac{qAD_n n_{p0}}{W_B} \quad (1.36)$$

este o mărime folosită pentru a descrie caracteristica de transfer a unui tranzistor în regiunea activă directă. Relația 1.36 poate fi rescrisă în funcție de concentrația de impurități din bază observând<sup>8</sup> că (vezi Capitolul 2)

$$n_{p0} = \frac{n_i^2}{N_A} \quad (1.37)$$

Înlocuind (1.37) în (1.36) se obține

$$I_S = \frac{qAD_n n_i^2}{W_B N_A} = \frac{qA\bar{D}_n n_i^2}{Q_B} \quad (1.38)$$

unde  $Q_B = W_B N_A$  este numărul de atomi de impuritate din bază pe unitatea de arie a emitorului iar  $n_i$  este concentrația intrinsecă a purtătorilor în siliciu. Sub această formă expresia 1.38 se aplică atât tranzistorului cu bază uniformă, cât și celui cu bază neuniformă. În ultimul caz  $D_n$  se înlocuiește cu  $\bar{D}_n$ , care este valoarea medie a constantei de difuzie a electronilor în bază. Introducerea acestei valori medii este necesară deoarece valoarea constantei de difuzie depinde de concentrația de impurități. Valorile tipice ale curentului  $I_S$ , dat de expresia 1.38, sunt de  $10^{-14}$ — $10^{-16}$  A. Relația 1.35 dă curentul de colector ca o funcție de tensiunea bază-emitor.

Curentul de bază,  $I_B$ , este și el un parametru important; pentru valori moderate ale curentului, este compus din două componente majore. Una din ele  $I_{B1}$ , dată de recombinarea golurilor și electronilor în bază, este proporțională cu sarcina de purtători minoritari din bază,  $Q_e$ . Din fig. 1.6c rezultă că sarcina de purtători minoritari din bază este dată de

$$Q_e = \frac{1}{2} n_p(0) W_B q N_A \quad (1.39)$$

și, ca urmare,

$$I_{B1} = \frac{Q_e}{\tau_b} = \frac{1}{2} \frac{n_p(0) W_B q N_A}{\tau_b} \quad (1.40)$$

unde  $\tau_b$  este timpul de viață al purtătorilor minoritari în bază. Curentul  $I_{B1}$  corespunde curgerii golurilor majoritare din terminalul bazei în regiunea bazei. Înlocuind (1.27) în (1.40) se obține:

$$I_{B1} = \frac{1}{2} \frac{n_{p0} W_B q N_A}{\tau_b} \exp \frac{V_{BE}}{V_T}. \quad (1.41)$$

A doua componentă majoră a curentului de bază (care în mod obișnuit este dominantă în tranzistoarele *nnp* din circuitele integrate) este dată de injecția de goluri din bază în emitor. Aceasta componentă de curent depinde de gradientul concentrației de purtători minoritari în emitor (goluri) și este dată de<sup>9</sup>

$$I_{B2} = \frac{qAD_p}{L_p} p_{nE}(0) \quad (1.42)$$

unde  $D_p$  este constanta de difuzie pentru goluri, iar  $L_p$  este lungimea de difuzie a golurilor în emitor, presupusă mică. Concentrația de goluri în emitor la marginea regiunii golite,  $p_{nE}(0)$ , este dată de expresia

$$p_{nE}(0) = p_{nE0} \exp \frac{V_{BE}}{V_T} . \quad (1.43)$$

Dacă  $N_D$  este concentrația de atomi donori în emitor (care se presupune constantă) atunci

$$p_{nE0} \approx \frac{n_i^2}{N_D} . \quad (1.44)$$

Emitorul este dopat în mod deliberat mult mai puternic decât baza, făcând  $N_D$  mare (deci  $p_{nE0}$  mic), astfel încât componenta de curent  $I_{B2}$  să fie cât mai mică. Înlocuind (1.43) și (1.42) se obține:

$$I_{B2} = \frac{qAD_p}{L_p} \frac{n_i^2}{N_D} \exp \frac{V_{BE}}{V_T} . \quad (1.45)$$

Curentul de bază (total),  $I_B$ , este dat de suma componentelor  $I_{B1}$  și  $I_{B2}$ :

$$I_B = I_{B1} + I_{B2} = \left[ \frac{1}{2} \frac{n_{p0} W_B q N_A}{\tau_b} + \frac{qAD_p}{L_p} \frac{n_i^2}{N_D} \right] \exp \frac{V_{BE}}{V_T} . \quad (1.46)$$

Deși această expresie a fost dedusă presupunând concentrațiile de impurități din bază și emitor constante, ea dă dependența funcțională corectă a curentului  $I_B$  de parametrii dispozitivului și pentru tranzistoarele dublu difuzate cu bază neuniformă.

Componentele de ordinul doi ale curentului  $I_B$ , care sunt importante la nivele mici de curent, vor fi discutate mai târziu.

Deoarece în această analiză atât curentul  $I_C$  (în relația 1.35) cât și curentul  $I_B$  (în relația 1.46), sunt proporționali cu  $\exp(V_{BE}/V_T)$ , curentul de bază poate fi exprimat în funcție de curentul de colector astfel:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} \quad (1.47)$$

unde  $\beta_F$  este câștigul în curent direct. Expresia câștigului în curent direct se obține înlocuind (1.34) și (1.46) în (1.47):



$$\beta_F = \frac{qAD_p \frac{n_{p0}}{W_B}}{\frac{1}{2} \frac{n_{p0} W_B q N_A}{\tau_b} + \frac{qAD_p n_i^2}{L_p N_D}} = \frac{1}{\frac{W_B^2}{2\tau_b D_n} + \frac{D_p}{D_n} \frac{W_B}{L_p} \frac{N_A}{N_D}} \quad (1.48)$$

unde pentru  $n_{p0}$  s-a înlocuit (1.37). Relația 1.48 arată că valoarea câștigului în curent  $\beta_F$  poate fi mărită prin reducerea grosimii  $W_B$  a bazei și prin creșterea raportului de concentrații din emitor și bază,  $N_D/N_A$ . Valorile tipice ale câștigului în curent  $\beta_F$  pentru tranzistoarele *nnp* din circuitele integrate sunt de 50—500, pe când pentru tranzistoarele *pnp* laterale (care vor fi descrise în Capitolul 2) sunt de 10—100. Curentul de emitor este dat de

$$I_E = -(I_C + I_B) = - \left[ I_C + \frac{I_C}{\beta_F} \right] = - \frac{I_C}{\alpha_F} \quad (1.49)$$

unde

$$\alpha_F = \frac{\beta_F}{1 + \beta_F} \quad (1.50)$$

Mărima  $\alpha_F$  se exprimă în funcție de parametrii tranzistorului înlocuind (1.48) în (1.50):

$$\alpha_F = \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta_F}} = \frac{1}{1 + \frac{W_B^2}{2\tau_b D_n} + \frac{D_p}{D_n} \frac{W_B}{L_p} \frac{N_A}{N_D}} \approx \alpha_T \gamma \quad (1.51)$$

unde

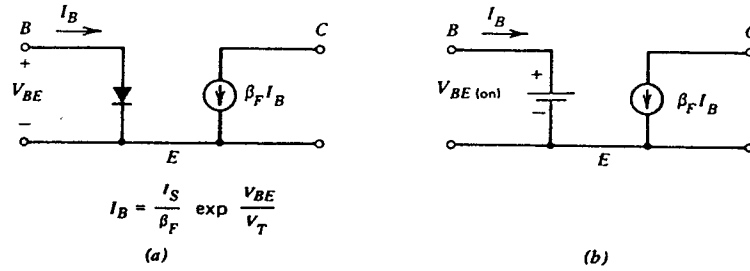
$$\alpha_T = \frac{1}{1 + \frac{W_B^2}{2\tau_b D_n}} \quad (1.51a)$$

și

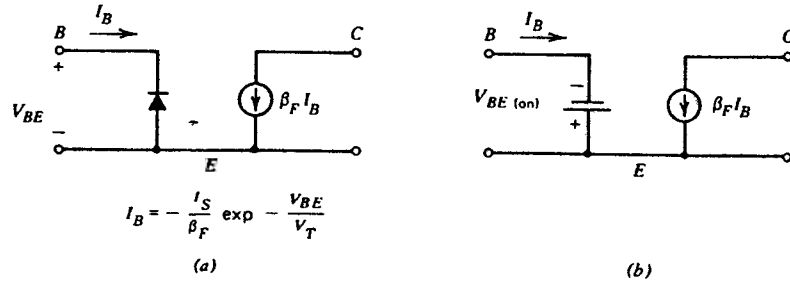
$$\gamma = \frac{1}{1 + \frac{D_p}{D_n} \frac{W_B}{L_p} \frac{N_A}{N_D}} \quad (1.51b)$$

Relația 1.51 este valabilă dacă  $W_B^2 / 2\tau_b D_n \ll 1$  și  $(D_p / D_n)(W_B / L_p)(N_A / N_D) \ll 1$ , inegalități care, de altfel, se realizează întotdeauna dacă  $\beta_F$  este mare [vezi (1.48)]. Mărima  $\gamma$  din relația 1.51 se numește *eficiența de injecție a emitorului* și este egală cu raportul dintre curentul de electroni (pentru un tranzistor *nnp*) injectat în bază din emitor și curentul total de goluri și electroni care traversează joncțiunea bază-emitor. În mod ideal  $\gamma \rightarrow 1$ , limită de care ne apropiem făcând raportul  $N_D/N_A$  mare și  $W_B$  mic (în aceste condiții injecția din bază spre emitor este foarte mică). Mărima  $\alpha_T$  din (1.51) se numește *factorul de transport prin bază* și reprezintă fracțiunea din numărul de purtători injectați din emitor în bază care ajung la colector. În mod ideal  $\alpha_T \rightarrow 1$ , limită de care ne apropiem micșorând grosimea  $W_B$  a bazei. Din discuția anterioară rezultă evident că modificările de proces tehnologic care fac ca  $\alpha_T$  și  $\gamma$  să fie cât mai apropiate de unitate conduc la creșterea câștigului în curent  $\beta_F$ .

Rezultatele deduse anterior permit formularea unui model de semnal mare al tranzistorului, pentru regiunea activă directă, convenabil pentru calculele de punct static.



**Fig. 1.7** Modele de semnal mare ale tranzistoarelor *nnp* pentru calculele de punct static de funcționare. (a) Circuit care încorporează la intrare o diodă. (b) Circuit simplificat care are la intrare o sursă de tensiune.



**Fig. 1.8** Modele de semnal mare ale tranzistoarelor *pnp* (corespund circuitelor din fig.1.7).

Un astfel de circuit este prezentat în fig. 1.7 fiind compus dintr-o diodă bază-emitor, pentru a modela relația 1.46, și dintr-un generator de curent dependent, pentru a modela relația 1.47. Trebuie observat că, ideal, tensiunea de colector nu are nici o influență asupra curentului de colector și că nodul corespunzător colectorului se prezintă ca o sursă de curent de mare impedanță. O versiune mai simplă a acestui circuit echivalent, care este deseori utilă, este dată în fig. 1.7b unde dioda de la intrare a fost înlocuită cu o baterie  $V_{BE(on)}$ , cu valoarea cuprinsă uzual în gama 0,6—0,7 V. Această înlocuire corespunde faptului că în regiunea activă directă tensiunea bază-emitor variază foarte puțin din cauza pantei foarte abrupte a caracteristicii exponențiale. În unele circuite coeficientul de temperatură al tensiunii  $V_{BE(on)}$  poate fi important; o valoare tipică este de  $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ .

Circuitul echivalent din fig. 1.7 se aplică pentru tranzistoare *nnp*. Pentru tranzistoare *pnp* circuitul echivalent corespunzător este dat în fig. 1.8.

### 1.3.2 Efectele tensiunii de colector asupra caracteristicilor de semnal mare în regiunea activă directă

În analiza din secțiunea anterioară joncțiunea bază-colector a fost presupusă invers polarizată și, ideal, neavând nici un efect asupra curentului de colector. Acest fapt constituie o aproximație utilă pentru calcule de prim ordin, dar nu este strict corect în tranzistoarele întâlnite în practică. Totuși sunt și situații în care influența tensiunii de colector asupra curentului de colector este importantă. În continuare se vor cerceta aceste situații.

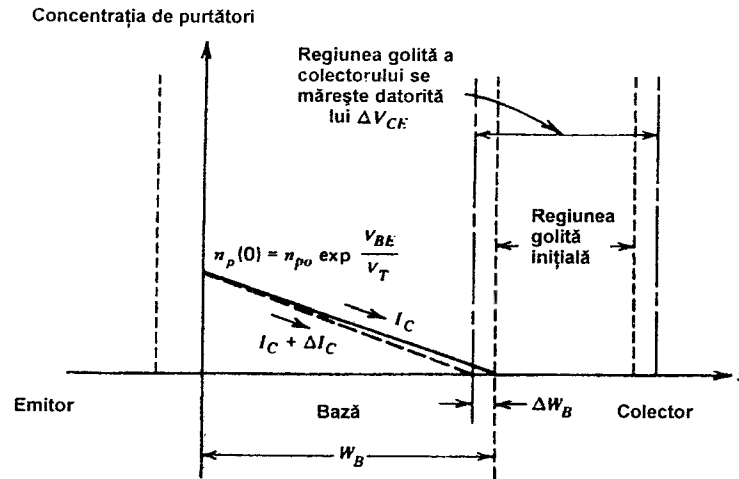


Fig. 1.9 Efectul creșterii tensiunii  $V_{CE}$  asupra regiunii golite a colectorului și a grosimii bazei.

Tensiunea de colector are un efect dramatic asupra curentului de colector în două regiuni de funcționare ale tranzistorului: regiunea de saturație (tensiunea  $V_{CE}$  este foarte mică, atingând o valoare aproape nulă) și regiunea de străpungere (tensiunea  $V_{CE}$  este foarte mare). Aceste regiuni vor fi discutate mai târziu.

Pentru valori ale tensiunii colector-emitor,  $V_{CE}$ , plasate între aceste două extreme, curentul de colector crește încet odată cu creșterea tensiunii  $V_{CE}$ . Motivul acestei dependențe rezultă din considerarea fig. 1.9, care este o schiță a concentrației de purtători minoritari din baza tranzistorului. Să analizăm efectul modificării tensiunii  $V_{CE}$  asupra concentrației de purtători minoritari, tensiunea  $V_{BE}$  fiind menținută constantă. Tensiunea  $V_{BE}$  fiind constantă variația tensiunii  $V_{CB}$  este egală cu aceea a tensiunii  $V_{CE}$ . Creșterea tensiunii  $V_{CB}$  determină extinderea regiunii golite a joncțiunii bază-colector și scăderea,  $\Delta W_B$ , a grosimii bazei (vezi fig. 1.9) ceea ce conduce la o creștere  $\Delta I_C$ , a curentului de colector. Din (1.35) și (1.38) se obține:

$$I_C = \frac{qA\bar{D}_n n_i^2}{Q_B} \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \quad (1.52)$$

Diferențiind expresia 1.52 rezultă

$$\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} = -\frac{qA\bar{D}_n n_i^2}{Q_B} \left[ \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \right] \frac{dQ_B}{dV_{CE}} \quad (1.53)$$

Înlocuind (1.52) în (1.53) se obține

$$\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} = -\frac{I_C}{Q_B} \frac{dQ_B}{dV_{CE}} \quad (1.54)$$

Pentru un tranzistor cu baza uniformă  $Q_B = W_B N_A$  și relația 1.54 devine

$$\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} = -\frac{I_C}{W_B} \frac{dW_B}{dV_{CE}} \quad (1.55)$$

Trebuie observat că mărimea  $dW_B/dV_{CE}$  din relația 1.55 este negativă (deoarece grosimea bazei *scade* odată cu creșterea tensiunii  $V_{CE}$ ) și, ca urmare, mărimea  $\partial I_C/\partial V_{CE}$  este pozitivă. Valoarea factorului  $dW_B/dV_{CE}$  se poate calcula pentru cazul tranzistorului cu bază uniformă dacă se ține cont de expresia 1.18. Această expresie arată că  $dW_B/dV_{CE}$  este o funcție de tensiunea  $V_{CE}$  din punctul static. Deoarece, tipic, variația este mică pentru o joncțiune polarizată invers factorul  $dW_B/dV_{CE}$  se presupune de obicei constant, presupunere care duce la rezultate care corespund în mod mulțumitor cu cele experimentale.

Relația 1.55 arată că mărimea  $\partial I_C/\partial V_{CE}$  este direct proporțională cu curentul de colector din punctul static de funcționare și invers proporțională cu grosimea bazei. Prin urmare tranzistoarele cu bază subțire vor avea în regiunea activă directă o dependență mai importantă a curentului  $I_C$  de tensiunea  $V_{CE}$  în comparație cu acelea care au baza mai groasă. Dependența mărimii  $\partial I_C/\partial V_{CE}$  de curentul  $I_C$  duce la forma tipică a caracteristicilor de ieșire ale tranzistorului, prezentată în fig. 1.10. Aceste caracteristici sunt trasate pentru valori constante ale tensiunii  $V_{BE}$ , în concordanță cu presupunerile făcute în analiza anterioară. Totuși, deoarece pentru majoritatea tranzistoarelor de circuit integrat curentul de bază este dependent numai de tensiunea  $V_{BE}$  și nu de tensiunea  $V_{CE}$  în calculele care urmează vor fi utilizate și caracteristicile pentru curent de bază constant. Motivul independenței curentului de bază față de tensiunea  $V_{CE}$  este dat de faptul că în curentul de bază componenta care domină în mod uzual este  $I_{B2}$ , componentă care nu depinde de  $V_{CE}$  (vezi relația 1.45).

Prin extrapolarea caracteristicilor din fig. 1.10, înapoi către axa  $V_{CE}$ , intersecția cu această axă se produce la o tensiune  $V_A$ , denumită *tensiune Early*:

$$V_A = \frac{I_C}{\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}}} \quad (1.56)$$

Înlocuind (1.55) și (1.56) se obține

$$V_A = -W_B \frac{dV_{CE}}{dW_B}, \quad (1.57)$$

care este o constantă, independentă de curentul  $I_C$ . Ca urmare, pentru toate caracteristicile extrapolate punctul de intersecție cu axa  $V_{CE}$  va fi același,  $V_A$ .

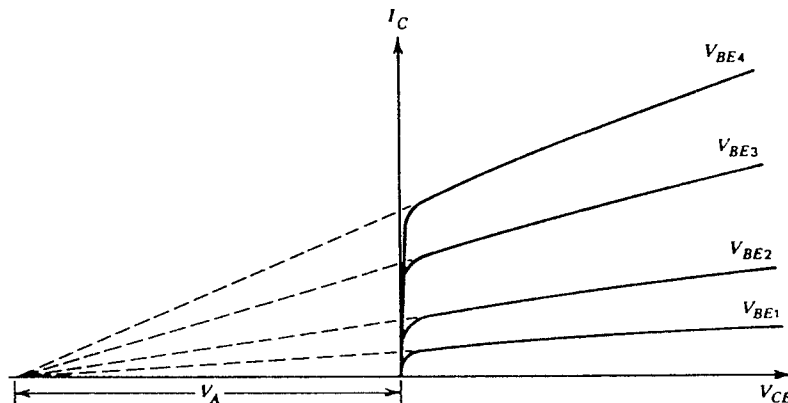


Fig. 1.10 Caracteristicile de ieșire ale tranzistorului bipolar. Se pune în evidență tensiunea Early,  $V_A$ .

Variația curentului  $I_C$  ca urmare a variațiilor tensiunii  $V_{CE}$  se numește efect Early. Tensiunea Early este un parametru care apare în mod obișnuit în modelele de tranzistor utilizate în programele de analiză cu calculatorul a circuitelor. Valorile tipice ale tensiunii Early,  $V_A$ , pentru tranzistoarele din circuitele integrate sunt de 15—100 V. Din cauza complexității calculelor introducerea efectului Early în analiza de curent continuu a circuitelor se limitează de obicei la cazul analizei cu calculatorul. Acest aspect va fi considerat totuși mai târziu, deoarece influența efectului Early este de multe ori dominantă în calculele de semnal mic pentru circuitele cu câștig mare.

Influența efectului Early asupra caracteristicilor de semnal mare ale tranzistorului în regiunea activă directă se poate reprezenta cu aproximație modificând expresia 1.35 astfel:

$$I_C = I_S \left[ 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right] \exp \frac{V_{BE}}{V_T} . \quad (1.58)$$

Expresia 1.58 constituie o modalitate curentă de reprezentare a caracteristicilor de ieșire ale tranzistorului utilizată în simularea cu calculatorul a circuitelor electronice.

### 1.3.3 Regiunea de saturație și regiunea activă inversă

Funcționarea tranzistorului în regiunea de saturație este curent întâlnită în circuitele digitale deoarece funcționarea în această regiune asigură o tensiune de ieșire bine specificată, care reprezintă o stare logică. În mod uzual în circuitele analogice se evită funcționarea în regiunea de saturație deoarece în saturație câștigul tranzistorului este foarte mic.

În saturație ambele joncțiuni ale tranzistorului — și emitor-bază și colector-bază — sunt polarizate direct. Ca urmare, tensiunea colector-emitor  $V_{CE}$  este mică plasându-se uzual în gama 0,05—0,3 V.

În fig. 1.11 se indică concentrațiile purtătorilor de sarcină pentru un tranzistor  $nnp$  saturat, cu o dopare uniformă a bazei. Concentrația de purtători minoritari în bază, la marginea regiunii golite, este dată de relația 1.28:

$$n_p(W_B) = n_{p0} \exp \frac{V_{BC}}{V_T} . \quad (1.59)$$

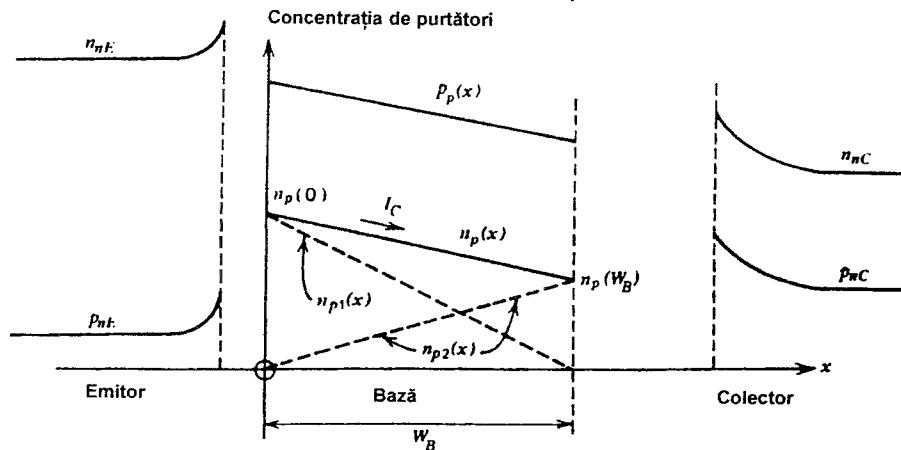


Fig. 1.11 Concentrațiile de purtători într-un tranzistor  $nnp$  saturat (desenul nu este făcut la scară).

Deoarece tensiunea  $V_{BC}$  este acum pozitivă valoarea concentrației  $n_p(W_B)$  nu mai este neglijabilă. Ca urmare, variațiile tensiunii  $V_{CE}$  (deoarece lucrăm la  $V_{BE}$  constant rezultă variații egale pentru tensiunea  $V_{BC}$ ) afectează în mod direct concentrația  $n_p(W_B)$ . Curentul de colector fiind proporțional cu panta concentrației de purtători minoritari din bază, vezi (1.31), rezultă — în conformitate cu fig. 1.11 — o dependență liniară de mărimea  $[n_p(0) - n_p(W_B)]$ . Deci variațiile concentrației  $n_p(W_B)$  afectează în mod direct curentul de colector, iar nodul care corespunde colectorului tranzistorului apare ca fiind de mică impedanță.

O dată cu scăderea spre saturație a tensiunii  $V_{CE}$  — tensiunea  $V_{BE}$  fiind menținută constantă — tensiunea  $V_{BC}$  crește și odată cu ea și concentrația  $n_p(W_B)$ , în conformitate cu relația 1.59. Curentul de colector scade deoarece scade și panta concentrației de purtători minoritari din bază (vezi fig. 1.11). În planul  $I_C$ - $V_{CE}$  această scădere abruptă a curentului de colector dă naștere regiunii de saturație (vezi fig. 1.12). În această regiune panta caracteristicii  $I_C$ - $V_{CE}$  este determinată în mare măsură de rezistența — care apare în serie cu terminalul colectorului — datorată valorii finite a rezistivității materialului de tip  $n$  al colectorului.

Un model practic pentru tranzistor în această regiune este dat în fig. 1.13 fiind alcătuit din două surse de tensiune constantă care reprezintă tensiunile  $V_{BE(on)}$  și  $V_{CE(sat)}$ .

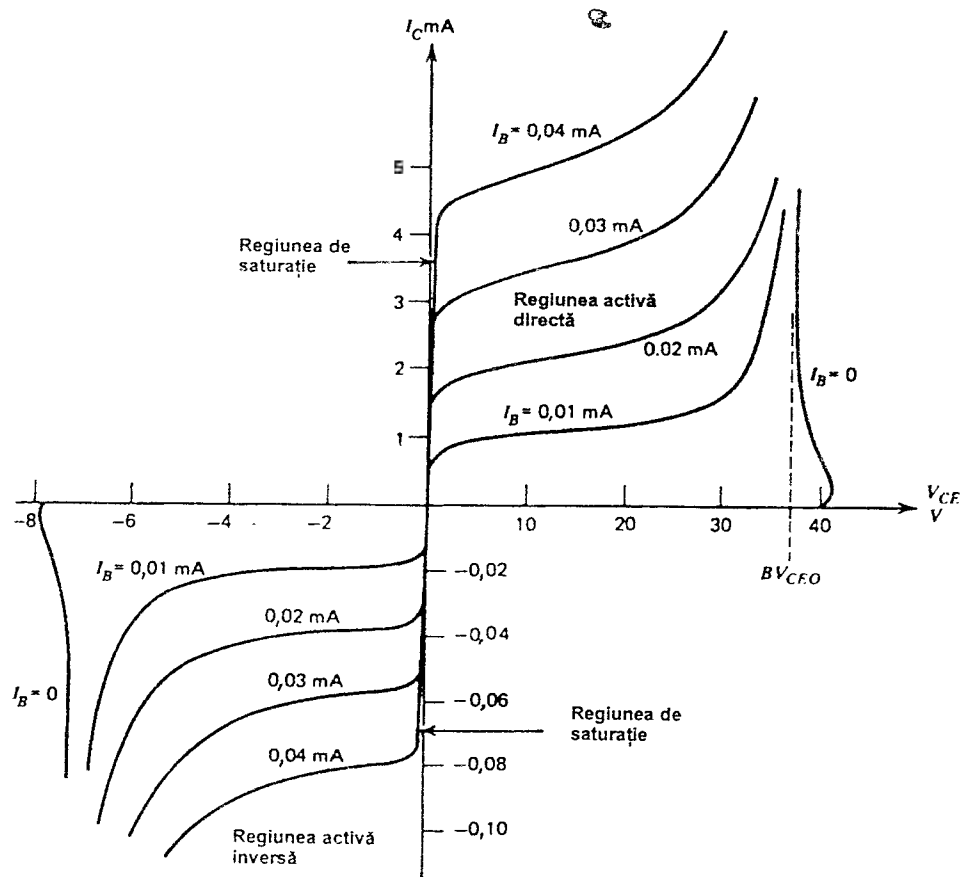


Fig. 1.12 Caracteristicile tipice  $I_C$ - $V_{CE}$  pentru un tranzistor  $nnp$  bipolar. De observat scările diferite utilizate pentru tensiunile și curentii pozitivi și negativi.

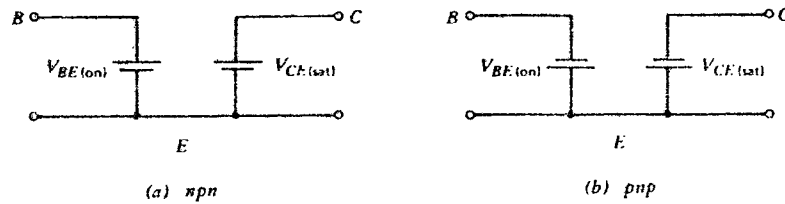


Fig. 1.13 Modele de semnal mare pentru tranzistoarele bipolare în regiunea de saturație.

Un model mai precis, dar mai complex, include în serie cu colectorul un rezistor. Acest rezistor poate avea o valoare — care depinde de structura tranzistorului — cuprinsă între 20—500  $\Omega$ .

Din fig. 1.11 rezultă și un aspect suplimentar, relativ la comportarea tranzistorului în regiunea de saturație. Pentru o valoare dată a curentului de colector, în bază există acum o cantitate mult mai mare de sarcină stocată în comparație cu cazul funcționării în regiunea activă directă. Ca urmare contribuția la curentul de bază a componentei  $I_{B1}$  — dată de (1.41) — va fi mai mare în regiunea de saturație. În plus deoarece joncțiunea colector-bază este acum polarizată direct, va exista o nouă componentă a curentului de bază care corespunde injectiei de purtători din bază în colector. Aceste două efecte conduc la o valoare a curentului de bază în saturație,  $I_B$ , care pentru o valoare dată a curentului de colector,  $I_C$ , este mai mare decât cea corespunzătoare funcționării în regiunea activă directă. Raportul  $I_C/I_B$  în saturație este denumit adeseori  $\beta$  forțat fiind întotdeauna mai mic ca  $\beta_F$ . Pe măsură ce  $\beta$  forțat este făcut să fie din ce în ce mai mic ca  $\beta_F$ , se spune că tranzistorul este din ce în ce mai puternic saturat.

Concentrația de purtători minoritari la saturație în bază este reprezentată — dacă se presupune că recombinarea este mică, vezi fig. 1.11 — de o linie dreaptă care unește cele două puncte extreme. Această concentrație poate fi privită ca o superpoziție a celor două distribuții reprezentate punctat. Justificarea acestei superpoziții se găsește în faptul că curenții din terminale depind liniar de concentrațiile  $n_p(0)$  și  $n_p(W_B)$ .

În continuare pentru a deduce unele relații generale care descriu comportarea tranzistorului vom utiliza această imagine a concentrațiilor de purtători în tranzistor. La început fiecare din distribuțiile din fig. 1.11 se va considera separat, iar apoi efectele lor vor fi însumate.

Curentul de emitor determinat numai de concentrația  $n_{p1}(x)$  este dat de expresia clasică a curentului unei diode

$$I_{EF} = -I_{ES} \left[ \exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right] \quad (1.60)$$

unde  $I_{ES}$  este o constantă denumită de obicei „curent de saturație“ al joncțiunii (nu are nici o legătură cu funcționarea descrisă anterior a tranzistorului în regiunea de saturație). Expresia 1.60 prezice pentru o polarizare inversă a joncțiunii un curent prin joncțiune  $I_{EF} \approx I_{ES}$ . Totuși, în practică (1.60) este aplicabilă doar pentru cazul polarizării directe, deoarece în cazul polarizării inverse efectele de ordinul doi sunt dominante obținându-se curenți care în mod tipic sunt cu câteva ordine de mărime mai mari ca  $I_{ES}$ . Curentul care trece prin joncțiune, în condiții de polarizare inversă, este denumit adeseori „curent rezidual al joncțiunii“.

Revenind la fig. 1.11, vom putea descrie curentul de *colector* determinat numai de concentrația  $n_{p2}(x)$ , prin

$$I_{CR} = -I_{CS} \left[ \exp \frac{V_{BC}}{V_T} - 1 \right] \quad (1.61)$$

unde  $I_{CS}$  este o constantă.

Curentul total de colector,  $I_C$ , este dat de curentul  $I_{CR}$  plus fracțiunea din curentul  $I_{EF}$  care ajunge la colector ținând seama de recombinare și de injecția din emitor în bază. Deci

$$I_C = \alpha_F I_{ES} \left[ \exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right] - I_{CS} \left[ \exp \frac{V_{BC}}{V_T} - 1 \right], \quad (1.62)$$

unde  $\alpha_F$  a fost definit anterior de relația 1.51.

În mod similar curentul total de emitor,  $I_E$ , se compune din curentul  $I_{EF}$  plus fracțiunea din curentul  $I_{CR}$  care ajunge la emitor în condițiile în care tranzistorul funcționează inversat. Deci

$$I_E = -I_{ES} \left[ \exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right] + \alpha_R I_{CS} \left[ \exp \frac{V_{BC}}{V_T} - 1 \right], \quad (1.63)$$

În relația 1.63  $\alpha_R$  este raportul dintre curentul de emitor și curentul de colector în condițiile în care tranzistorul funcționează *inversat* (adică joncțiunea colector-bază este polarizată direct, emițând purtători de sarcină în bază, iar joncțiunea emitor-bază este polarizată invers, colectând purtătorii de sarcină). Valorile tipice pentru  $\alpha_R$  sunt 0,5–0,8. De asemenea, se definește și un câștig invers în curent,  $\beta_R$ ,

$$\beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} \quad (1.64)$$

care are o valoare tipică de 1–5. Acesta este câștigul în curent al tranzistorului atunci când funcționează inversat. Valoarea sa este mult mai mică decât aceea a câștigului direct  $\beta_F$  deoarece atât geometria cât și profilul de impurități ale tranzistorului sunt proiectate pentru a se obține o valoare cât mai mare pentru  $\beta_F$ .

Tranzistorul *npn* funcționează în regiunea activă inversă (vezi fig. 1.12) pentru valori negative ale tensiunii  $V_{CE}$ . Pentru a prezenta în mod convenabil caracteristicile în această regiune — pe aceeași figură cu acelea din regiunea activă directă — au fost expandate scările pe axele de tensiuni și curenți negativi.

Funcționarea în regiunea activă inversă este rar întâlnită în circuitele analogice.

Expresiile 1.62 și 1.63 descriu funcționarea unui tranzistor *npn* atât în regiunea de saturație (atunci când tensiunile  $V_{BE}$  și  $V_{BC}$  sunt amândouă pozitive) cât și în regiunea activă directă și inversă.

Aceste expresii constituie *ecuațiile Ebers-Moll*.

În regiunea activă directă ele capătă o formă similară aceluia din expresiile 1.35, 1.48 și 1.50, deduse anterior. Acest fapt se poate demonstra dacă se consideră că în relațiile 1.62 și 1.63 tensiunea  $V_{BE}$  este pozitivă și tensiunea  $V_{BC}$  negativă. Se obține:



$$I_C = \alpha_F I_{ES} \left[ \exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right] + I_{CS}, \quad (1.65)$$

$$I_E = -I_{ES} \left[ \exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right] - \alpha_R I_{CS}. \quad (1.66)$$

Relația 1.65 este similară ca formă cu (1.35) cu excepția faptului că acum au fost incluși curenții reziduali neglijăți anterior. Această diferență minoră este semnificativă numai în cazul funcționării la temperaturi înalte sau la curenți foarte mici. Comparând (1.65) cu (1.35) se poate identifica  $I_S = \alpha_F I_{ES}$ . Se poate arăta<sup>10</sup> că în general

$$\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} = I_S. \quad (1.67)$$

această relație reprezentând o condiție de reciprocitate. Folosind (1.67) în (1.62) și (1.63) ecuațiile Ebers-Moll se pot exprima în formă generală:

$$I_C = I_S \left[ \exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right] - \frac{I_S}{\alpha_R} \left[ \exp \frac{V_{BC}}{V_T} - 1 \right], \quad (1.62a)$$

$$I_E = -\frac{I_S}{\alpha_F} \left[ \exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right] + I_S \left[ \exp \frac{V_{BC}}{V_T} - 1 \right]. \quad (1.63a)$$

Această formă este des utilizată în programele de calculator pentru reprezentarea comportării tranzistorului la semnal mare.

Efectul menționat anterior al curenților reziduali poate fi ilustrat în mod suplimentar în felul următor. În regiunea activă directă, din (1.66) se obține

$$I_{ES} \left[ \exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right] = -I_E - \alpha_R I_{CS}. \quad (1.68)$$

Înlocuind (1.68) în (1.65) rezultă

$$I_C = -\alpha_F I_E + I_{CO}, \quad (1.69)$$

unde

$$I_{CO} = I_{CS} (1 - \alpha_R \alpha_F). \quad (1.69a)$$

Mărimea  $I_{CO}$  este curentul rezidual colector-bază cu emitorul în gol. Deși teoretic  $I_{CO}$  este dat de (1.69a), în practică — pentru o polarizare inversă a joncțiunii colector-bază — efectele determinate de suprafață sunt dominante; ca urmare  $I_{CO}$  este cu câteva ordine de mărime mai mare decât valoarea dată de (1.69a). Totuși (1.69) rămâne valabilă dacă se utilizează pentru  $I_{CO}$  valori potrivite, măsurate experimental. Valoarea tipică a curentului  $I_{CO}$  la 25°C este de  $10^{-10}$ — $10^{-12}$  A dublându-se la o creștere a temperaturii cu, aproximativ, 8°C. Rezultă că la temperaturi ridicate termenii corespunzători acestor curenți reziduali pot deveni foarte importanți.

De exemplu, să considerăm curentul de bază  $I_B$ . Expresia sa rezultă din fig. 1.5:

De exemplu, să considerăm curentul de bază  $I_B$ . Expresia sa rezultă din fig. 1.5:

$$I_B = -I_C + I_E. \quad (1.70)$$

Dacă se calculează  $I_E$  din (1.69) și se înlocuiește în (1.70) se obține:

$$I_B = \frac{1 - \alpha_F}{\alpha_F} I_C - \frac{I_{CO}}{\alpha_F}. \quad (1.71)$$

Din (1.50) se găsește:

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}. \quad (1.72)$$

Folosind (1.72) în (1.71) rezultă:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} - \frac{I_{CO}}{\alpha_F}. \quad (1.73)$$

Cei doi termeni din (1.73) fiind de semne contrare, efectul curentului  $I_{CO}$  este de a micșora mărimea curentului de bază exterior, corespunzător unei valori date a curentului de colector.

## ■ EXEMPLU

La  $24^\circ\text{C}$   $I_{CO}$  este de  $10^{-10}$  A; să se estimeze valoarea sa la  $120^\circ\text{C}$ .

Presupunând că  $I_{CO}$  se dublează la fiecare  $8^\circ\text{C}$  se obține:

$$I_{CO}(120^\circ\text{C}) = 10^{-10} \times 2^{12} = 0,4 \mu\text{A}.$$

### 1.3.4 Tensiunile de străpungere ale tranzistorului

În Secțiunea 1.2.2 a fost descris mecanismul de străpungere în avalanșă al joncțiunii *pn*. Efecte similare au loc și la joncțiunile emitor-bază și colector-bază ale tranzistorului. Aceste efecte limitează tensiunile maxime care îi pot fi aplicate.

Pentru început să considerăm un tranzistor în conexiunea cu baza comună, alimentat cu un curent de emitor constant (vezi fig. 1.14a).

Caracteristicile tipice  $I_C$ - $V_{CB}$  pentru un tranzistor *nnp* într-un astfel de configurație sunt indicate în fig. 1.14b. Pentru  $I_E=0$ , joncțiunea colector-bază se străpunge la o tensiune  $BV_{CBO}$  (tensiunea de străpungere colector-bază, cu emitorul în gol). Pentru valori nenule ale curentului  $V_{CB}$  mai mici ca  $BV_{CBO}$ . În exemplul din figură, câștigul în curent efectiv, cu baza comună  $\alpha_c = I_C/I_E$  devine mai mare ca unitatea pentru valori ale tensiunii  $V_{CB}$  mai mari ca, aproximativ,  $60 \text{ V}$ .

Funcționarea în această regiune (dar sub  $BV_{CBO}$ ) poate fi totuși considerată sigură dacă puterea disipată de tranzistor nu este excesivă.

Considerațiile din Secțiunea 1.2.2 se aplică și în acest caz, dacă se neglijează curenții reziduali; curentul de colector (în situația din fig. 1.14a) se poate exprima astfel

$$I_C = -\alpha_F I_E M \quad (1.74)$$

unde  $M$  este definit de (1.26), deci

$$I_C = -\alpha_F I_E \frac{1}{1 - \left( \frac{V_{CB}}{BV_{CBO}} \right)^n} \quad (1.75)$$

O observație suplimentară pusă în evidență de panta caracteristicilor cu baza comună din fig. 1.14b este aceea că la valori ale tensiunii  $V_{CB}$  pentru care efectele de avalanșă sunt neglijabile, efectul Early este foarte mic în comparație cu acela întâlnit la caracteristicile cu emitorul comun. În acest caz, spre deosebire de cazul conexiunii cu emitorul comun, modificarea grosimii electrice a bazei, care continuă să aibă loc odată cu creșterea tensiunii  $V_{CB}$ , determină doar o mică variație a curentului  $I_C$ . Aceasta se întâmplă deoarece acum este fixată valoarea curentului  $I_E$  în loc de aceea a tensiunii  $V_{BE}$  sau a curentului  $I_B$ , ceea ce este echivalent cu faptul că în fig. 1.9 panta concentrației de purtători minoritari în bază, la marginea dinspre emitor, este fixată. Ca urmare curentul de colector rămâne practic neschimbat.

În continuare să considerăm efectul străpunerii în avalanșă asupra caracteristicilor tranzistorului în conexiunea cu emitorul comun. Caracteristicile tipice sunt indicate în fig. 1.12. Străpungerea are loc la o tensiune  $BV_{CEO}$ , denumită uneori tensiunea de susținere  $LV_{CEO}$ .

La fel ca și în cazurile anterioare, funcționarea aproape de tensiunea de străpungere este distructivă pentru tranzistor numai dacă curentul (și deci puterea disipată) ating valori excesive.

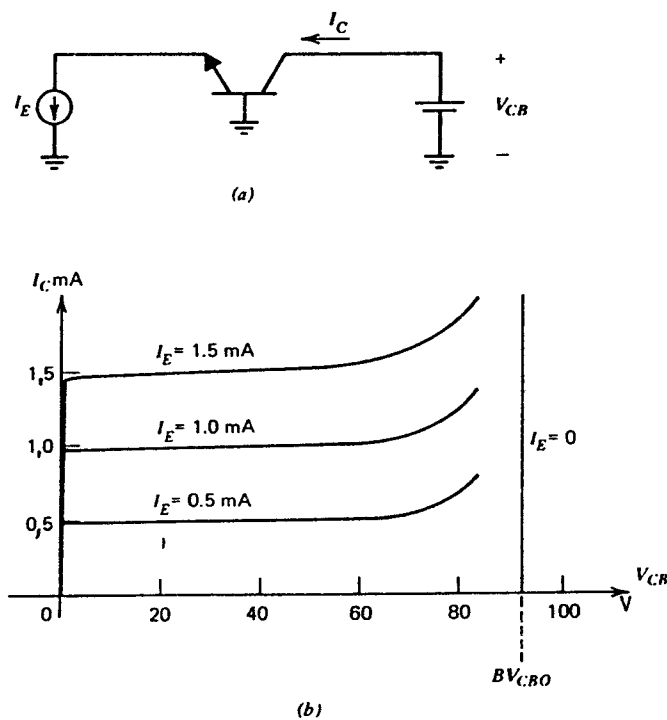


Fig. 1.14 Conexiunea cu bază comună a tranzistorului. (a) Circuitul de test. (b) Caracteristicile  $I_C$ - $V_{CB}$ .

Efectele străpunerii în avalanșă asupra caracteristicilor în conexiunea cu emitorul comun sunt mult mai complexe ca acelea care au loc în conexiunea cu baza comună, deoarece prin procesul de avalanșă se produc perechi gol-electron, gurile fiind împinse în bază unde ajung să contribuie efectiv la curentul de bază. Într-un anumit sens se poate spune că curentul de avalanșă este *amplificat* de tranzistor.

Curentul de bază fiind în continuare dat de

$$I_B = -I_C + I_E \quad (1.76)$$

și deoarece relația 1.74 rămâne valabilă, prin înlocuirea ei în (1.76) se obține

$$I_C = \frac{M\alpha_F}{1 - M\alpha_F} I_B, \quad (1.77)$$

unde

$$M = \frac{1}{1 - \left[ \frac{V_{CB}}{BV_{CBO}} \right]^n}. \quad (1.78)$$

Relația 1.77 arată că valoarea curentului  $I_C$  tinde spre infinit atunci când  $M\alpha_F$  tinde spre unitate. Aceasta înseamnă că valoarea efectivă a lui  $\beta$  tinde spre infinit (din cauza curentului de bază suplimentar determinat chiar de procesul de avalanșă). Valoarea tensiunii de străpungere  $BV_{CEO}$  se determină prin rezolvarea ecuației:

$$M\alpha_F = 1. \quad (1.79)$$

Dacă se presupune că  $V_{CB} \approx V_{CE}$  această ecuație se transformă în

$$\frac{\alpha_F}{1 - \left[ \frac{BV_{CEO}}{BV_{CBO}} \right]^n} = 1 \quad (1.80)$$

din care se obține

$$\frac{BV_{CEO}}{BV_{CBO}} = \sqrt[n]{1 - \alpha_F}.$$

sau

$$BV_{CEO} \approx \frac{BV_{CBO}}{\sqrt[n]{\beta_F}}. \quad (1.81)$$

Relația 1.81 arată că tensiunea  $BV_{CEO}$  este mai mică decât tensiunea  $BV_{CBO}$  cu un factor substanțial. În realitate scăderea este mai puțin accentuată decât aceea pe care o indică relația 1.81.

Pentru a justifica această afirmație să observăm că valoarea tensiunii  $BV_{CBO}$  care trebuie utilizată în (1.81) este aceea a tensiunii de străpungere a porțiunii *plane* a joncțiunii colector-bază, neglijându-se orice efecte de margine, deoarece în concordanță cu modelul pe care s-au bazat calculele anterioare, din curentul de avalanșă colector-bază este amplificată

numai partea care curge sub emitor. Totuși, după cum s-a explicat în *Secțiunea 1.2.2*, valoarea măsurată a tensiunii  $BV_{CBO}$  este determinată de obicei de avalanșa în regiunea curbată a joncțiunii, care se află departe de regiunea activă a bazei. În consecință, de exemplu, pentru valorile tipice  $\beta_F=100$  și  $n=4$  valoarea tensiunii  $BV_{CEO}$  este aproximativ jumătate din valoarea măsurată pentru  $BV_{CBO}$  și nu 30% așa cum ar indica (1.81).

Cu ajutorul relației 1.81 poate explica aspectul caracteristicilor la străpungere (vezi fig. 1.12) dacă se ține cont de dependența lui  $\beta_F$  de curentul de colector. Pentru caracteristica  $I_B=0$ , curentul de colector inițial este  $\beta_F I_{CO}$  și, deoarece, tipic,  $I_{CO}$  este de câțiva pA, curentul de colector este foarte mic. După cum se va arăta în secțiunea următoare, pentru curenți de colector mici și  $\beta_F$  este mic și ca urmare din (1.81) rezultă o valoare mare a tensiunii de străpungere. Totuși îndată ce începe străpungerea prin avalanșă, odată cu creșterea valorii curentului  $I_C$  crește și  $\beta_F$  ceea ce determină — vezi relația 1.81 — o *scădere* a tensiunii de străpungere.

Caracteristicile se întorc, prezentând o pantă negativă (vezi fig. 1.12). La curenți de colector mai mari  $\beta_F$  atinge o valoare constantă și caracteristica pentru  $I_B=0$ , în străpungere, devine perpendiculară pe axa  $V_{CE}$ . Valoarea tensiunii  $V_{CE}$  în această regiune se definește uzual ca fiind  $BV_{CEO}$ , deoarece este tensiunea maximă pe care o poate susține tranzistorul. Valoarea lui  $\beta_F$  care trebuie utilizată în (1.81) pentru a calcula  $BV_{CEO}$  este deci valoarea sa *maximă*.

Trebuie observat că în concordanță cu (1.81) tranzistoarele care au  $\beta_F$  mare au și o valoare scăzută a tensiunii de străpungere  $BV_{CEO}$ .

Străpungerea prin avalanșă se poate manifesta și în cazul joncțiunii bază-emitor. Deoarece emitorul este foarte puternic dopat — în acest fel se obține o valoare mare pentru  $\beta_F$  [ $N_D$  în (1.45) este făcut mare, pentru a reduce  $I_{B2}$ ] — baza este partea cea mai slab dopată a joncțiunii și determină caracteristicile străpungerii. Pentru joncțiunea colector-bază situația este inversă: colectorul este partea cea mai slab dopată a joncțiunii, determinând pentru tensiunea  $BV_{CBO}$  valori tipice în gama 20—80 V sau mai mult. Doparea bazei fiind tipic cu un ordin de mărime mai puternică decât aceea a colectorului tensiunea de străpungere bază-emitor, notată  $BV_{EBO}$ , este mult mai mică decât  $BV_{CBO}$  având o valoare tipică de 6—8 V.

La funcționarea în regiunea activă inversă (vezi fig. 1.12) joncțiunea emitor-bază fiind polarizată invers, tensiunea de străpungere este aproximativ egală cu  $BV_{EBO}$ .

Joncțiunea emitor-bază este utilizată de multe ori în circuitele integrate ca *diodă Zener*, tensiunea sa de străpungere de 6—8 V oferind o referință de tensiune convenabilă.

Prin proiectarea circuitului trebuie însă să se urmărească ca toate tranzistoarele care îl compun să nu ajungă să funcționeze la tensiuni inverse bază-emitor care pot produce străpungerea, deoarece spre deosebire de străpungerea joncțiunii colector-bază, străpungerea joncțiunii bază-emitor duce la *degradarea* performanțelor tranzistorului. Pot apare de exemplu degradări puternice ale lui  $\beta_F$ , care depind de durata și mărimea curentului de străpungere<sup>11</sup>. Pentru un tranzistor utilizat ca diodă Zener această degradare este fără consecințe, dar pentru un tranzistor care amplifică degradarea lui  $\beta_F$  poate fi serioasă.

## ■ EXEMPLU

Presupunând că în regiunea de colector a unui tranzistor concentrația de impurități este de  $2 \times 10^{15}$  atomi/cm<sup>3</sup>, fiind mult mai mică decât concentrația de impurități din bază, să se calculeze tensiunea de străpungere  $BV_{CEO}$  pentru  $\beta_F=100$  și  $n=4$ . Se va lua  $\mathcal{E}_{crit}=3 \times 10^5$  V/cm.

Tensiunea de străpungere colector-bază, pentru cazul unei joncțiuni plane, se calculează din (1.24) înlocuind  $\mathcal{E}_{\max} = \mathcal{E}_{\text{crit}}$ :

$$BV_{CBO} = \frac{\varepsilon(N_A + N_D)}{2qN_A N_D} \mathcal{E}_{\text{crit}}^2.$$

Deoarece  $N_D \ll N_A$  se obține:

$$BV_{CBO} |_{\text{plan}} = \frac{\varepsilon}{2qN_D} \mathcal{E}_{\text{crit}}^2 = \frac{1,04 \times 10^{-12}}{2 \times 1,6 \times 10^{-15} \times 2 \times 10^{15}} \times 9 \times 10^{10} \text{ V} = 146 \text{ V}.$$

Din (1.81) rezultă

$$BV_{CEO} = \frac{146}{\sqrt[4]{100}} = 46 \text{ V}.$$

### 1.3.5 Dependența câștigului în curent $\beta_F$ de condițiile de funcționare ale tranzistorului

Deși în majoritatea analizelor de prim ordin ale circuitelor integrate se face presupunerea că  $\beta_F$  este constant, acest parametru depinde de fapt de condițiile de funcționare ale tranzistorului. De exemplu, în Secțiunea 1.3.2 s-a arătat că la creșterea valorii tensiunii  $V_{CE}$  crește și curentul  $I_C$  producând o mică modificare în  $I_B$ , crescând deci și  $\beta_F$  efectiv al tranzistorului. În Secțiunea 1.3.4 s-a arătat că îndată ce  $V_{CE}$  atinge tensiunea de străpungere,  $BV_{CEO}$ , curentul de colector crește datorită multiplicării în avalanșă în colector. Expresia 1.77 pune în evidență faptul că valoarea câștigului efectiv în curent tinde spre infinit pe măsură ce  $V_{CE}$  tinde spre  $BV_{CBO}$ .

În plus față de aceste efecte,  $\beta_F$  este dependent atât de temperatură cât și de curentul de colector. Aceste dependențe sunt ilustrate în fig. 1.15 în care se prezintă curbele tipice de variație ale lui  $\beta_F$  în funcție de  $I_C$ , la trei temperaturi diferite, pentru un tranzistor *npn* de circuit integrat. Este evident că  $\beta_F$  crește odată cu creșterea temperaturii, coeficientul de temperatură tipic fiind de +7000 ppm/°C (ppm înseamnă *părți pe milion*, 1 ppm = 10<sup>-6</sup>). Dependența de temperatură a lui  $\beta_F$  este datorată dopării foarte puternice a emitorului<sup>12</sup>, care face ca eficiența de injecție a emitorului,  $\gamma$ , să crească odată cu creșterea temperaturii.

Variația lui  $\beta_F$  cu curentul de colector, care este evidentă în fig. 1.15, poate fi împărțită în trei zone. Zona I este zona de curent mic în care  $\beta_F$  scade odată cu scăderea curentului  $I_C$ . În zona II care corespunde valorilor medii ale curentului  $\beta_F$  este aproximativ constant. Zona III este zona de curent mare în care  $\beta_F$  scade odată cu creșterea curentului  $I_C$ .

Motivele acestei comportări a câștigului  $\beta_F$  în funcție de curentul  $I_C$  pot fi înțelese mult mai bine dacă dependența curenților  $I_C$  și  $I_B$  în funcție de tensiunea  $V_{BE}$  se reprezintă la scară semilogaritmă, ca în fig. 1.16. Valoarea lui  $\beta_F$  se obține direct ca distanța pe ordonată între cele două curbe, deoarece scara este logaritmă.

Pentru valori moderate ale curentului, corespunzătoare zonei II din fig. 1.15 și fig. 1.16, atât  $I_C$  cât și  $I_B$  urmează comportarea ideală dată de

$$I_C = I_S \exp \frac{V_{BE}}{V_T}, \quad (1.82)$$

$$I_C \approx \frac{I_S}{\beta_{FM}} \exp \frac{V_{BE}}{V_T}, \quad (1.83)$$

unde  $\beta_{FM}$  este valoarea maximă a lui  $\beta_F$ , dată de (1.48).

La curenți mici, curentul de colector mai urmărește încă dependența ideală (1.82). Scăderea lui  $\beta_F$  este datorată unei componente suplimentare care apare în  $I_B$ , determinată în principiu de recombinarea purtătorilor în regiunea golită bază-emitor. Această recombinare este de altfel prezentă la orice nivel de curent, dar pentru nivele mai mari ale curentului, curentul de bază dat de (1.83) este dominant, această componentă suplimentară fiind practic fără efect. Curentul de bază care rezultă din recombinarea în regiunea golită este dat de

$$I_{BX} \approx I_{SX} \exp \frac{V_{BE}}{m V_T} \quad (1.84)$$

unde  $m=2$ .

La curenți foarte mici (1.84) constituie componenta dominantă a curentului de bază; câștigul în curent poate fi calculat din (1.82) și (1.84):

$$\beta_{FL} \approx \frac{I_C}{I_{BX}} = \frac{I_S}{I_{SX}} \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \left[ 1 - \frac{1}{m} \right]. \quad (1.85)$$

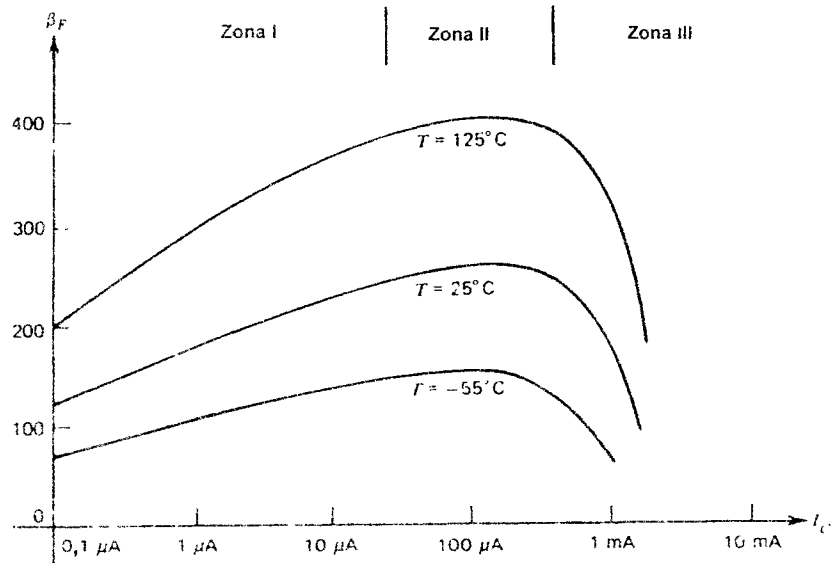


Fig. 1.15 Cubele tipice ale dependenței  $\beta_F(I_C)$  pentru un tranzistor *npn* de circuit integrat care are o arie de emitor de 6  $\mu m^2$ .

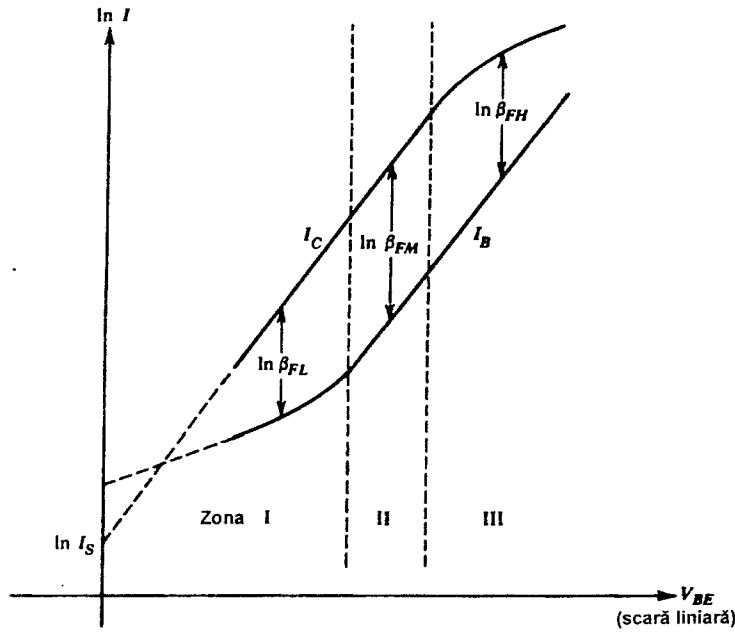


Fig. 1.16 Dependența curenților de bază și de colector ai unui tranzistor bipolar de tensiunea  $V_{BE}$  (scara pentru curent este logaritmică iar scara pentru tensiune este liniară). Distanța pe verticală între curbe reprezintă  $\ln \beta_F$ .

Înlocuind (1.82) în (1.85) se obține

$$\beta_{FL} \approx \frac{I_S}{I_{SX}} \left( \frac{I_C}{I_S} \right)^{1 - \frac{1}{m}}. \quad (1.86)$$

Dacă  $m \approx 2$ , atunci din (1.86) rezultă că la curenți de colector foarte mici  $\beta_F \sim \sqrt{I_C}$ .

Pentru valori mari ale curenților curentul de bază,  $I_B$ , tinde să urmeze dependența dată de expresia 1.83, iar scăderea lui  $\beta_F$  este datorată în esență scăderii curentului  $I_C$  sub valoarea dată de relația 1.82. (În practică la curenți mari dependența măsurată,  $\log I_B$  în funcție de  $V_{BE}$ , poate să devieze de la linia dreaptă datorită căderii de tensiune pe rezistența bazei). Scăderea curentului  $I_C$  sub valoarea dată de (1.83) se datorează parțial efectelor de nivel mare de injecție, pentru valori mari ale curentului de colector fiind valabilă o dependență<sup>7</sup>

$$I_C \approx I_{SH} \exp \frac{V_{BE}}{2V_T}. \quad (1.87)$$

Câștigul de curent în această zonă se poate calcula din (1.87) și 1.83):

$$\beta_{FH} \approx \frac{I_{SH}}{I_S} \beta_{FM} \exp \left[ -\frac{V_{BE}}{2V_T} \right]. \quad (1.88)$$



Înlocuind (1.87) în (1.88) se obține

$$\beta_{FH} \approx \frac{I_{SH}^2}{I_S} \beta_{FM} \frac{1}{I_C},$$

indicând faptul că  $\beta_F$  scade rapid la curenți mari. Scăderea valorii lui  $\beta_F$  la curenți mari se datorează, în plus față de efectul dat de atingerea nivelului mare de injecție, și instalării efectului Kirk.<sup>13</sup> Acest efect are loc atunci când concentrația de purtători minoritari din colector devine comparabilă cu concentrația atomilor donori; ca urmare regiunea bazei tranzistorului se extinde în colector, grosimea efectivă a bazei devenind foarte mare.

## 1.4 MODELE DE SEMNAL MIC PENTRU TRANZISTOARELE BIPOLARE

Circuitele analogice operează de multe ori cu semnale al căror nivel este mic în comparație cu curenții și tensiunile de polarizare. În aceste condiții, se pot determina modele *incrementale* sau de *semnal mic* care permit calcularea câștigului circuitului și a impedanțelor văzute la terminale fără a mai fi necesară includerea curenților și tensiunilor din punctul static de funcționare. Se poate deduce o întreagă gamă de modele, de o complexitate crescătoare, modelele cele mai complicate fiind rezervate în general pentru analiza cu calculatorul. Îndemânarea proiectantului se reflectă în alegerea acelor elemente ale modelului care pot fi omise atunci când se calculează manual un circuit dat. Acest punct de vedere va fi reluat ulterior.

Să considerăm tranzistorul bipolar din fig. 1.17a cu sursele de polarizare  $V_{BE}$  și  $V_{CC}$  aplicate ca în figură, care determină un curent static de colector  $I_C$  și un curent static de bază  $I_B$ , tranzistorul aflându-se în *regiunea activă directă*. În serie cu sursa  $V_{BE}$  se aplică o tensiune de intrare de *semnal mic* care produce variații mici ale curentului de bază,  $i_b$ , și ale curentului de colector,  $i_c$ . Valoarea totală a curentului de bază și de colector se notează  $I_b$  și respectiv  $I_c$ , astfel că  $I_b = I_B + i_b$ ,  $I_c = I_C + i_c$ . Concentrațiile de purtători în baza tranzistorului, care corespund situației din fig. 1.17a, sunt date în fig. 1.17b. Concentrațiile care corespund condițiilor din punctul static de funcționare sunt indicate cu linie plină. Prin aplicarea tensiunii de semnal mic,  $v_i$ , concentrația  $n_p(0)$  în bază, la marginea dinspre emitor, crește (concentrațiile indicate cu linie punctată). În continuare aceste reprezentări vor fi utilizate pentru a determina diversele elemente ale circuitului echivalent de semnal mic al tranzistorului bipolar.

### 1.4.1 Transconductanța (panta)

Transconductanța  $g_m$  este definită de

$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}}. \quad (1.89)$$

Deoarece

$$\Delta I_C = \frac{dI_C}{dV_{BE}} \Delta V_{BE}$$

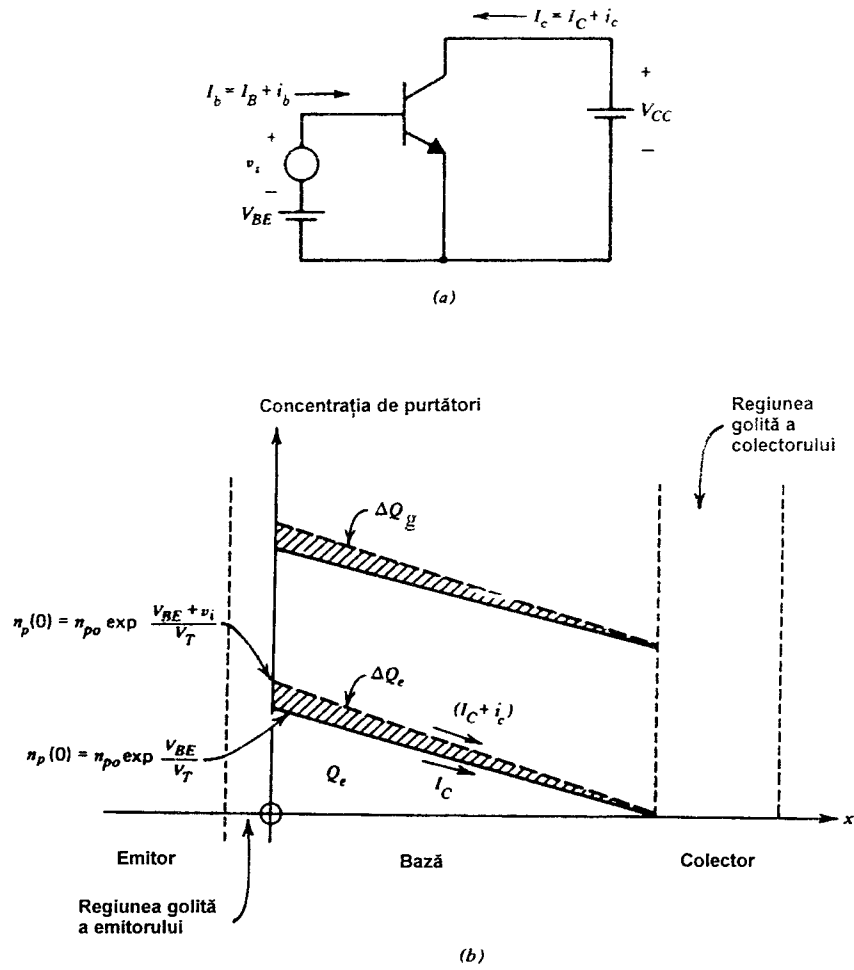


Fig. 1.17 Efectul unei tensiuni de intrare de semnal mic aplicate unui tranzistor bipolar. (a) Schema circuitului. (b) Modificările corespunzătoare ale concentrațiilor de purtători din bază, pentru un tranzistor care funcționează în regiunea activă directă.

se poate scrie

$$\Delta I_C = g_m \Delta V_{BE}$$

și deci

$$i_c = g_m v_i. \quad (1.90)$$

Expresia transconductanței  $g_m$  se determină înlocuind (1.35) în (1.89):

$$g_m = \frac{d}{dV_{BE}} \left[ I_S \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \right] = \frac{I_S}{V_T} \exp \frac{V_{BE}}{V_T} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{qI_C}{kT}. \quad (1.91)$$

Rezultă că  $g_m$  depinde liniar de curentul de colector din punctul static de funcționare, având

la  $I_C = 1$  mA și  $25^\circ\text{C}$  valoarea de 38 mA/V pentru orice tranzistor bipolar independent de tipul său (*nnp* sau *pnp*), de mărimea sa și de materialul din care este realizat (Si, Ge, GaAs).

Pentru a ilustra limitările pe care le presupune utilizarea analizei de semnal mic expresia precedentă a transconductanței se va deduce pe o cale diferită. Curentul total de colector în configurația din fig. 1.17a se poate calcula din (1.35):

$$I_c = I_s \exp \frac{V_{BE} + v_i}{V_T} = I_s \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \exp \frac{v_i}{V_T}. \quad (1.92)$$

Curentul de colector din punctul static de funcționare fiind dat de

$$I_C = I_s \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \quad (1.93)$$

prin înlocuirea relației 1.93 în (1.92) se obține

$$I_c = I_C \exp \frac{v_i}{V_T}. \quad (1.94)$$

Dacă  $v_i \ll V_T$ , exponențiala din (1.94) se poate dezvolta într-o serie de puteri:

$$I_c = I_C \left[ 1 + \frac{v_i}{V_T} + \frac{1}{2} \left( \frac{v_i}{V_T} \right)^2 + \frac{1}{6} \left( \frac{v_i}{V_T} \right)^3 + \dots \right]. \quad (1.95)$$

Componenta de semnal mic a curentului de colector este

$$i_c = I_c - I_C. \quad (1.96)$$

Prin înlocuirea relației 1.96 în (1.95) se obține expresia variației curentului de colector,  $i_c$ :

$$i_c = \frac{I_C}{V_T} v_i + \frac{1}{2} \frac{I_C}{V_T^2} v_i^2 + \frac{1}{6} \frac{I_C}{V_T^3} v_i^3 + \dots \quad (1.97)$$

Dacă  $v_i \ll V_T$ , (1.97) se reduce la (1.90) și rezultă că analiza de semnal mic este valabilă. Criteriul care stabilește posibilitatea utilizării analizei de semnal mic este deci  $v_i = \Delta V_{BE} \ll 26$  mV, la  $25^\circ\text{C}$ . În practică, dacă  $\Delta V_{BE}$  are o valoare mai mică de 10 mV analiza de semnal mic se realizează cu o exactitate cuprinsă în limitele a aproximativ 10%.

### 1.4.2 Capacitatea care corespunde sarcinii din bază

Din fig. 1.17b rezultă că o variație a tensiunii bază-emitor  $\Delta V_{BE} = v_i$  determină o variație  $\Delta Q_e = q_e$  a sarcinii de purtători minoritari din bază. Din condiția de neutralitate a sarcinii rezultă o variație egală pentru sarcina de purtători majoritari  $\Delta Q_g = q_g$ . Deoarece purtătorii majoritari sunt furnizați prin terminalul bazei, rezultă că aplicarea tensiunii  $v_i$  cere de fapt furnizarea către bază a unei sarcini  $q_g$ . Ca urmare tranzistorul va avea o capacitate de intrare

$$C_b = \frac{q_g}{v_i}. \quad (1.98)$$

Valoarea capacității  $C_b$  se poate exprima în funcție de parametrii fundamentali ai tranzistorului în modul următor. Împărțind (1.39) la (1.33) se obține

$$\frac{Q_c}{I_c} = \frac{W_B^2}{2D_n} = \tau_F \quad (1.99)$$

Mărimea  $\tau_F$ , care are dimensiunea timp, este denumită timpul de tranzit prin bază pentru funcționarea în regiunea activă directă, deoarece raportul între sarcina în tranzit ( $Q_c$ ) și curentul de colector din punctul static de funcționare,  $I_c$ , se poate considera drept timpul mediu necesar unui purtător pentru a parcurge regiunea bazei.

Într-o aproximație de prim ordin acest timp este independent de condițiile de funcționare, având pentru tranzistoarele *nnp* integrate o valoare tipică de 100—500 ps și de 1—40 ns pentru tranzistoarele *pnp* laterale. Pentru tranzistoarele difuzate, care au o bază neuniform dopată, valorile mărimii  $\tau_F$  tind să fie mai mici<sup>14</sup> decât valoarea prezisă de relația 1.99, păstrându-se însă aceeași formă pentru dependența de grosimea bazei  $W_B$ , și de constanta de difuzie,  $D_n$ .

Din (1.99) rezultă

$$\Delta Q_c = \tau_F \Delta I_c \quad (1.100)$$

Dar, deoarece  $\Delta Q_c = \Delta Q_g$  se obține

$$\Delta Q_g = \tau_F \Delta I_c \quad (1.101)$$

care se poate scrie

$$q_g = \tau_F i_c \quad (1.102)$$

Înlocuind (1.102) în (1.98) se găsește:

$$C_b = \tau_F \frac{i_c}{V_i} \quad (1.103)$$

Substituirea relației 1.90 în (1.103) duce la expresia

$$C_b = \tau_F g_m \quad (1.104)$$

sau

$$C_b = \tau_F \frac{q I_c}{kT} \quad (1.105)$$

Deci capacitatea corespunzătoare sarcinii din bază este proporțională cu curentul de colector din punctul static de funcționare.

Pentru funcționarea în regiunea activă inversă sarcina stocată și curentul sunt legate printr-o relație asemănătoare cu (1.99) prin intermediul unei constante de timp  $\tau_R$ . Tipic, această constantă de timp este cu ordine de mărime mai mare decât  $\tau_F$  datorită faptului că structura și profilul concentrației de impurități ale dispozitivului sunt optimizate pentru funcționarea în regiunea activă directă.

Deoarece funcționarea în regiunea de saturație este descrisă prin suprapunerea funcționării în regiunea activă directă și a funcționării în regiunea activă inversă modelarea sarcinii importante stocate care apare la funcționarea în regiunea de saturație se modelează prin includerea în fișierul SPICE a parametrului  $\tau_R$ .

### 1.4.3 Rezistența de intrare

În regiunea activă directă între curenții de bază și de colector există relația:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} \quad (1.47)$$

Relația între variațiile mici ale curenților  $I_B$  și  $I_C$  se obține din (1.47):

$$\Delta I_B = \frac{d}{dI_C} \left[ \frac{I_C}{\beta_F} \right] \Delta I_C. \quad (1.106)$$

Rezultă

$$\beta_0 = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{i_c}{i_b} = \left[ \frac{d}{dI_C} \left[ \frac{I_C}{\beta_F} \right] \right]^{-1}, \quad (1.107)$$

unde  $\beta_0$  este câștigul în curent, de *semnal mic*, al tranzistorului. Trebuie observat că dacă  $\beta_F$  este constant, atunci  $\beta_0 = \beta_F$ . Valorile tipice ale câștigului în curent  $\beta_0$  fiind apropiate de acelea ale câștigului în curent  $\beta_F$  în capitoarele următoare între aceste două mărimi nu se va face practic nici o diferență. De multe ori pentru câștigul în curent se presupune o singură valoare  $\beta$ , care este apoi utilizată atât pentru calculele de curent alternativ, cât și pentru cele de curent continuu.

Rezistența de intrare de semnal mic a tranzistorului este dată de

$$r_\pi = \frac{v_i}{i_b}. \quad (1.108)$$

Înlocuind (1.107) în (1.108) se obține

$$r_\pi = \frac{v_i}{i_c} \beta_0 \quad (1.109)$$

care devine, dacă se ține seama de (1.90),

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m}. \quad (1.110)$$

Deci rezistența de intrare de semnal mic a unui tranzistor bipolar depinde de câștigul în curent și este invers proporțională cu curentul de colector  $I_C$ , din punctul static de funcționare.

### 1.4.4 Rezistența de ieșire

Efectul variației tensiunii  $V_{CE}$  asupra caracteristicilor de semnal mare ale tranzistorului a fost discutat în *Secțiunea 1.3.2*. Din discuția respectivă a rezultat că variații mici  $\Delta V_{CE}$  ale tensiunii  $V_{CE}$  produc variații corespunzătoare  $\Delta I_C$  ale curentului de colector:

$$\Delta I_C = \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \Delta V_{CE}. \quad (1.111)$$

Înlocuind (1.55) și (1.57) în (1.111) se obține

$$\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{V_A}{I_C} = r_o, \quad (1.112)$$

unde  $V_A$  este tensiunea Early, iar  $r_o$  rezistența de ieșire de semnal mic a tranzistorului. Deoarece valorile tipice ale tensiunii  $V_A$  sunt de 50—100 V, valorile corespunzătoare pentru rezistența de ieșire  $r_o$  vor fi, pentru  $I_C=1$  mA, de 50—100 kΩ. Deoarece rezistența  $r_o$  este invers proporțională cu  $I_C$  se observă că și ea se poate exprima în funcție de  $g_m$ , la fel ca și mulți alți parametri de semnal mic:

$$r_o = \frac{1}{\eta g_m} \quad (1.113)$$

unde

$$\eta = \frac{kT}{qV_A}. \quad (1.114)$$

Dacă  $V_A=100$  V, atunci la 25°C,  $\eta=1,6 \times 10^{-4}$ . Se observă că  $1/r_o$  este panta caracteristicilor de ieșire din fig. 1.10.

#### 1.4.5 Modelul fundamental de semnal mic al tranzistorului bipolar

Reunirea elementelor de circuit de semnal mic descrise anterior conduce la modelul de semnal mic al tranzistorului bipolar indicat în fig. 1.18. Nodurile corespunzătoare colectorului, bazei și emitorului sunt notate C, respectiv B, E. Acest model, valabil în regiunea activă directă, atât pentru tranzistoare *npn* cât și *pnp*, este denumit modelul  *$\pi$ -hibrid*. Elementele acestui model sunt prezente în circuitul echivalent al oricărui tranzistor bipolar. Specificarea lor se face printr-un număr relativ redus de parametri  $\beta$ ,  $\tau_F$ ,  $\eta$ ,  $I_C$ . Trebuie observat că în evaluarea parametrilor de semnal mic pentru tranzistoare *pnp*, trebuie utilizată numai mărimea curentului  $I_C$  nu și semnul său. În secțiunile care urmează acestui model i se vor adăuga elemente suplimentare pentru a se ține cont de efectele parazite și de efectele de ordinul doi.

#### 1.4.6 Rezistența colector-bază

Să considerăm efectul dat de variațiile tensiunii  $V_{CE}$  asupra sarcinii de purtători minoritari din bază (vezi fig. 1.9). O creștere a tensiunii  $V_{CE}$  determină o creștere a lățimii regiunii golite a joncțiunii colector-bază și, deci, o reducere a grosimii bazei. Ca urmare, sarcina totală de purtători minoritari stocată în bază se micșorează ceea ce corespunde unei scăderi a curentului de bază  $I_B$  (datorită scăderii componentei  $I_{B1}$ , dată de relația 1.40). Deoarece o creștere  $\Delta V_{CE}$  a tensiunii  $V_{CE}$  determină o scădere  $\Delta I_B$  a curentului  $I_B$ , acest efect se poate modela prin includerea în modelul din fig. 1.18 a unui rezistor  $r_\mu$  între nodul colectorului și cel al bazei. Dacă se presupune că tensiunea  $V_{BE}$  este menținută constantă valoarea acestui rezistor este dată de

$$r_\mu = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_{B1}} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{B1}}. \quad (1.115)$$

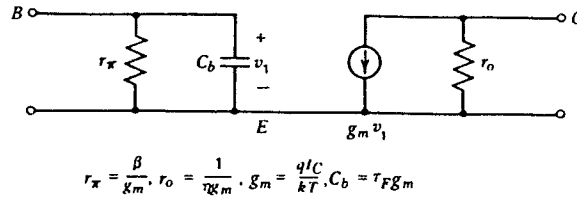


Fig. 1.18 Circuitul echivalent de semnal mic, fundamental, al tranzistorului bipolar.

Înlocuind (1.112) în (1.115) se obține

$$r_\mu = r_o \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{B1}} \quad (1.116)$$

Dacă curentul de bază este compus în totalitate numai din componenta  $I_{B1}$ , din înlocuirea relației 1.107 în (1.116) rezultă

$$r_\mu = \beta_0 r_o. \quad (1.117)$$

Această valoare constituie limita inferioară pentru valoarea lui  $r_\mu$ . În practică pentru tranzistoarele *nnp* integrate componenta  $I_{B1}$  reprezintă, tipic, mai puțin de 10% din  $I_B$  [componenta  $I_{B2}$  din (1.42) este dominantă]. Deoarece componenta  $I_{B1}$  este foarte mică variația  $\Delta I_{B1}$  în  $I_B$  pentru variații  $\Delta V_{CE}$  și  $\Delta I_C$  date este și ea foarte mică. Ca urmare valoarea tipică pentru  $r_\mu$  va fi mai mare decât  $10\beta_0 r_o$ . Pentru tranzistoarele *pnp* laterale, recombinarea în bază este mult mai importantă, valoarea rezistenței  $r_\mu$  rezultând în gama  $2\beta_0 r_o - 5\beta_0 r_o$ .

#### 1.4.7 Elemente parazite în modelul de semnal mic

Elementele circuitului echivalent de semnal mic descrise până acum pot fi considerate ca fiind fundamentale, în sensul că își au originea în procesele fizice esențiale din tranzistor. Totuși limitările impuse de procesul tehnologic de fabricație al tranzistorului introduc elemente parazite care - pentru majoritatea tranzistoarelor din circuitele integrate - trebuie adăugate circuitului echivalent. În fig. 1.19 se prezintă o secțiune transversală printr-un tranzistor *nnp* tipic dintr-un circuit integrat în care izolarea componentelor se realizează prin utilizarea de joncțiuni *pn* polarizate invers (metodele de realizare a unui astfel de tranzistor sunt descrise în Capitolul 2).

În conformitate cu cele discutate în Secțiunea 1.2 fiecare joncțiune *pn* are asociată regiunii golite o capacitate dependentă de tensiune (capacitatea de barieră). În secțiunea transversală din fig. 1.19 se pot identifica trei regiuni golite cărora li se asociază capacități. Joncțiunea bază-emitor are o capacitate de barieră,  $C_{je}$ , iar joncțiunile bază-colector și colector-substrat au capacitățile  $C_\mu$ , respectiv  $C_{cs}$ .

Joncțiunea bază-emitor este bine aproximată de o joncțiune gradată, datorită variației abrupte a profilului de dopare determinată de doparea puternică a emitorului. Ca urmare variația capacității  $C_{je}$  în funcție de tensiunea de polarizare este descrisă cu bună aproximație de (1.21).

Joncțiunea colector-bază se comportă pentru tensiuni de polarizare mici, ca o joncțiune gradată (fiind formată prin difuzie concentrația de impurități este dependentă de distanța de la joncțiune). Totuși pentru polarizări inverse relativ mari (mai mari ca, aproximativ 1 V)

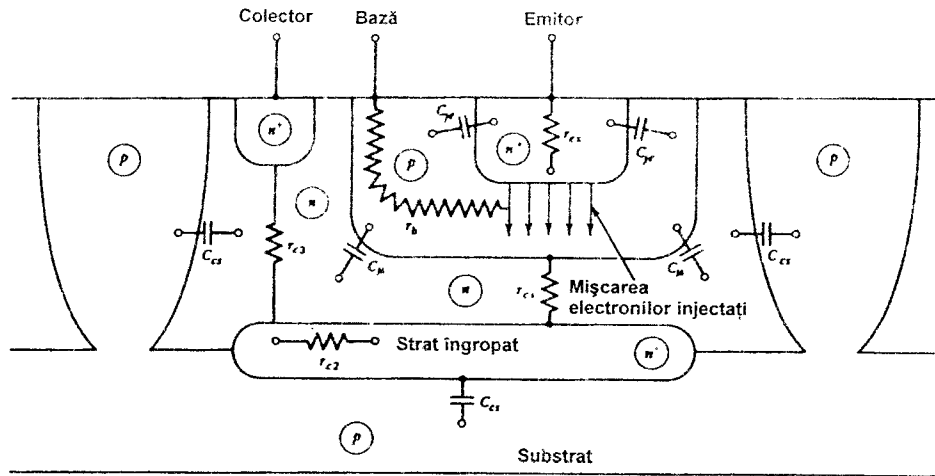


Fig. 1.19 Structura unui tranzistor bipolar *npn* de circuit integrat. Se pun în evidență elementele parazite; (desenul nu este făcut la scară).

regiunea golită a joncțiunii se extinde în colector, care este dopat uniform; ca urmare pentru tranzistoarele care au o regiune de colector groasă, joncțiunea tinde să se comporte ca o joncțiune abruptă, cu o dopare uniformă.

Pentru multe din procesele moderne de mare viteză regiunea de colector este foarte subțire, fiind de ordinul unui  $\mu\text{m}$ . Ca urmare, regiunea golită a joncțiunii colector-bază se poate extinde până la stratul îngropat chiar pentru valori mici ale tensiunii inverse aplicate pe joncțiune. În această situație atât lățimea regiunii golite, cât și capacitatea care îi este asociată depind slab de tensiunea de polarizare. Deci capacitatea  $C_{\mu}$  tinde să urmeze dependența dată de relația 1.22 pentru polarizări foarte mici și dependența dată de relația 1.21 pentru tensiuni de polarizare mari în cazul tranzistoarelor la care grosimea colectorului este mare. Măsurătorile arată că în practică, pentru majoritatea tranzistoarelor, variația capacității  $C_{\mu}$  în funcție de tensiunea de polarizare a joncțiunii poate fi aproximată de o dependență de forma

$$C_{\mu} = \frac{C_{\mu 0}}{\left[1 - \frac{V}{\psi_0}\right]^n}, \quad (1.117a)$$

unde  $V$  este tensiunea directă aplicată joncțiunii, iar  $n$  este un exponent a cărui valoare este cuprinsă între 0,2 și 0,5. În această carte pentru exponentul  $n$  al joncțiunii colector-bază se va utiliza valoarea  $n=1/2$ .

A treia capacitate parazită existentă într-un tranzistor *npn* monolitic este capacitatea colector-substrat  $C_{cs}$ . În cazul izolării cu joncțiuni polarizate invers, pentru tensiuni inverse de polarizare mari, joncțiunea colector-substrat se comportă ca o joncțiune abruptă, satisfăcând o dependență de forma 1.21. În procesele care folosesc izolarea cu oxid difuzia *p* adâncă, de izolare, este înlocuită printr-o regiune din dioxid de siliciu. Ca urmare, în acest caz, componenta laterală a capacității  $C_{cs}$  este dată de capacitatea constantă a oxidului. Relația 1.117a se poate folosi pentru modelarea capacității  $C_{cs}$ , aproximarea cea mai bună fiind dată însă de o



valoare pentru  $n$  mai mică de 0,5. În general pentru modelarea celor trei capacități parazite se va utiliza relația 1.117a.

Diferențierea capacităților emitor-bază, colector-bază și colector-substrat se face afec-tând mărimilor  $n$  și  $\psi_0$  indicii  $e$  și, respectiv,  $c$  și  $s$ . Valorile tipice ale acestor capacități parazite, pentru un tranzistor  $nnp$  minim, realizat într-un proces modern cu izolare cu oxid, sunt  $C_{je0}=10$  fF,  $C_{\mu0}=10$  fF,  $C_{cs0}=20$  fF. Valorile pentru alte dispozitive sunt indicate în *Capitolul 2*.

După cum se va arăta în *Capitolul 2*, tranzistoarele  $pnp$  laterale au în locul capacității  $C_{cs}$  o capacitate parazită  $C_{bs}$ , „conectată” de la bază spre substrat. Observând că substratul este întotdeauna conectat la sursa cea mai negativă de tensiune din circuit (pentru a ne asigura că toate insulele izolate sunt separate prin joncțiuni polarizate invers) rezultă că din punct de vedere al curentului alternativ substratul este la masă. Ca urmare într-un circuit echivalent toate capacitățile parazite față de substrat vor fi conectate la masă.

Ultimele elemente care trebuie adăugate modelului de semnal mic al tranzistorului sunt rezistențele parazite. Aceste rezistențe sunt determinate de valoarea finită a rezistenței siliciului din zona cuprinsă între contactul aflat pe suprafața cipului și regiunea activă de sub emitor. După cum se indică în fig. 1.19 rezistențe semnificative există în serie cu contactele de bază și colector,  $r_b$  și, respectiv,  $r_c$ . (De observat că rezistența colectorului este compusă de fapt din trei rezistențe notate  $r_{c1}$ ,  $r_{c2}$ ,  $r_{c3}$ ). De asemenea, în serie cu terminalul emitorului există o rezistență  $r_{et}$ , având o valoare de câțiva  $\Omega$ , care poate deveni importantă la valori mari ale curenților de polarizare. Valorile tipice ale acestor rezistențe sunt  $r_b=50-500$   $\Omega$ ,  $r_{et}=1-3$   $\Omega$ ,  $r_c=20-500$   $\Omega$ .

Valoarea rezistenței  $r_b$  variază semnificativ în funcție de curentul de colector din cauza efectului denumit *aglomerarea curentului*<sup>15</sup> (sau aglomerarea emitorului). Fenomenul de aglomerare a emitorului este o consecință a căderii de tensiune laterale care apare ca urmare a curgerii curentului de bază. Această cădere de tensiune laterală face ca polarizarea joncțiunii bază-emitor să fie neuniformă, fiind maximă de-a lungul perimetrului emitorului. La curenți de colector mari, căderea de tensiune laterală nu mai este neglijabilă; ca urmare curentul de emitor se aglomerează pe periferia emitorului, nemaifiind uniform distribuit pe suprafața emitorului. Deci efectul de tranzistor tinde să aibă loc pe perimetrul emitorului, și nu sub emitor (pe întreaga sa suprafață). Ca urmare distanța de la contactul bazei la regiunea activă a bazei se reduce, iar valoarea rezistenței  $r_b$  se micșorează. Pentru un tranzistor  $nnp$  tipic această scădere poate atinge 50% odată cu creșterea curentului  $I_c$  de la 0,1 mA la 10 mA.

Valorile rezistențelor parazite pot fi reduse prin modificarea structurii dispozitivului. De exemplu, un tranzistor de arie mare la care baza și emitorul sunt formate din benzi multiple, va avea o valoare mică a rezistenței  $r_b$ . Valoarea rezistenței  $r_c$  se reduce prin realizarea sub colector a unui strat îngropat de mică rezistență, de tip  $n^+$ .

Adăugând la circuitul fundamental de semnal mic din fig. 1.18 rezistențele și capacitățile parazite se obține circuitul echivalent complet de semnal mic din fig. 1.20. Nodul intern al bazei este notat  $B'$  pentru a putea fi deosebit de contactul extern al bazei,  $B$ . Capacitatea  $C_{\pi}$  este compusă din capacitatea,  $C_b$ , corespunzătoare sarcinii stocate în bază și din capacitatea de barieră a joncțiunii emitor-bază,  $C_{je}$ :

$$C_{\pi} = C_b + C_{je} . \quad (1.118)$$

Trebuie observat că reprezentarea folosită pentru elemente parazite din fig. 1.20 este de fapt rezultatul unei aproximări prin elemente concentrate. În realitate, așa cum sugerează fig. 1.19, capacitatea  $C_{\pi}$  este distribuită în lungul rezistorului  $r_b$ , iar capacitatea  $C_{cs}$  în lungul

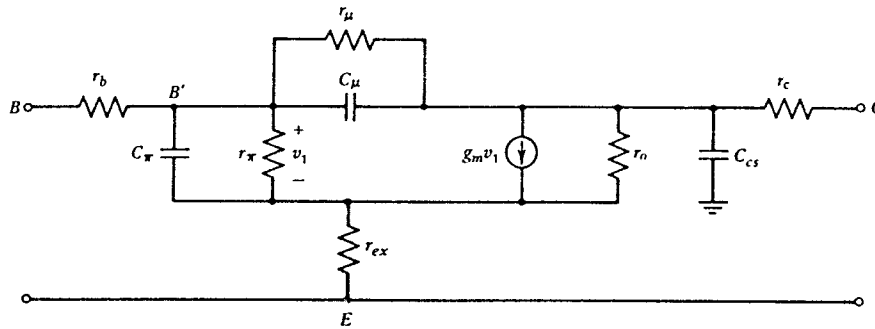


Fig. 1.20 Circuitul echivalent de semnal mic, complet, al unui tranzistor bipolar.

rezistorului  $r_c$ . Această reprezentare prin elemente concentrate deși este adecvată pentru marea majoritate a aplicațiilor poate introduce erori la frecvențe foarte înalte. Se va observa de asemenea că deși rezistențele parazite din fig. 1.20 pot avea un rol foarte important în cazul funcționării la curenți de polarizare mari sau al funcționării la înaltă frecvență, ele sunt de obicei omise în calculele de la joasă frecvență și pentru valori ale curenților de colector mai mici ca 1 mA.

### ■ EXEMPLU

Să se deducă elementele circuitului echivalent, de semnal mic pentru un tranzistor bipolar care lucrează în punctul static de funcționare  $I_C=1$  mA,  $V_{CB}=3$  V și  $V_{CS}=5$  V. Parametrii tranzistorului sunt  $C_{je0}=10$  fF,  $n_e=0,5$ ,  $\psi_{0e}=0,9$  V,  $C_{cs0}=10$  fF,  $n_c=0,3$ ,  $\psi_{0c}=0,5$  V,  $C_{cs0}=20$  fF,  $n_s=0,3$ ,  $\psi_{0s}=0,65$  V,  $\beta_0=100$ ,  $\tau_F=10$  ps,  $V_A=20$  V,  $r_b=300$   $\Omega$ ,  $r_c=50$   $\Omega$ ,  $r_{ex}=5$   $\Omega$ ,  $r_\mu=10\beta_0 r_o$ .

Deoarece joncțiunea bază-emitor este polarizată direct, valoarea capacității  $C_{je}$  este greu de determinat din motivele descrise în Secțiunea 1.2.1. Valoarea sa se determină fie pe calculator, fie printr-o estimare rezonabilă care constă în a dubla valoarea  $C_{je0}$ . Utilizând această estimare se obține

$$C_{je} = 20 \text{ fF}.$$

Pentru capacitatea colector-bază, prin utilizarea relației 1.117a rezultă

$$C_\mu = \frac{C_{\mu 0}}{\left[1 + \frac{V_{CB}}{\psi_{0c}}\right]^{n_c}} = \frac{10}{\left[1 + \frac{3}{0,5}\right]^{0,3}} = 5,6 \text{ fF}.$$

Capacitatea colector-substrat se calculează folosind tot relația 1.117a:

$$C_{cs} = \frac{C_{cs0}}{\left[1 + \frac{V_{CS}}{\psi_{0s}}\right]^{n_s}} = \frac{20}{\left[1 + \frac{5}{0,65}\right]^{0,3}} = 10,5 \text{ fF}.$$

Transconductanța se obține din relația 1.91:

$$g_m = \frac{qI_C}{kT} = \frac{10^{-3}}{26 \times 10^{-3}} \text{ A/V} = 38 \text{ mA/V} .$$

Din (1.104) se obține capacitatea corespunzătoare sarcinii din bază:

$$C_b = \tau_F g_m = 10 \times 10^{-12} \times 38 \times 10^{-3} \text{ F} = 0,38 \text{ pF} .$$

Valoarea capacității  $C_\pi$  va fi, în concordanță cu (1.118):

$$C_\pi = 0,38 + 0,02 \text{ pF} = 0,4 \text{ pF} .$$

Rezistența de intrare rezultă din (1.110):

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} = 100 \times 26 \text{ } \Omega = 2,6 \text{ k}\Omega .$$

Rezistența de ieșire este dată de (1.112):

$$r_o = \frac{20}{10^{-3}} \text{ } \Omega = 20 \text{ k}\Omega .$$

iar rezistența colector-bază va fi

$$r_\mu = 10 \beta_0 r_o = 10 \times 100 \times 20 \text{ k}\Omega = 20 \text{ M}\Omega .$$

Circuitul echivalent, cu valorile corespunzătoare ale parametrilor, este indicat în fig. 1.21.

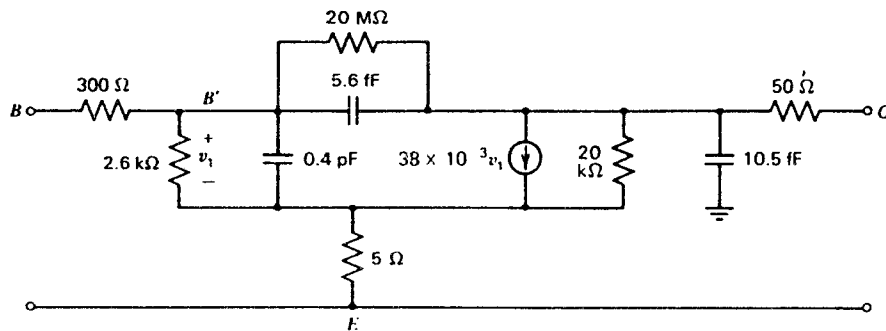


Fig. 1.21 Circuitul echivalent complet, de semnal mic, pentru un tranzistor bipolar care lucrează în punctul static de funcționare  $I_C = 1 \text{ mA}$ ,  $V_{CB} = 3 \text{ V}$  și  $V_{CS} = 5 \text{ V}$ . Parametrii tranzistorului sunt  $C_{je0} = 10 \text{ fF}$ ,  $n_c = 0,5$ ,  $\psi_{0c} = 0,9 \text{ V}$ ,  $C_{cs0} = 10 \text{ fF}$ ,  $n_s = 0,3$ ,  $\psi_{0s} = 0,5 \text{ V}$ ,  $C_{cs0} = 20 \text{ fF}$ ,  $n_s = 0,3$ ,  $\psi_{0s} = 0,65 \text{ V}$ ,  $\beta_0 = 100$ ,  $\tau_F = 10 \text{ ps}$ ,  $V_A = 20 \text{ V}$ ,  $r_b = 300 \text{ } \Omega$ ,  $r_c = 50 \text{ } \Omega$ ,  $r_{ex} = 5 \text{ } \Omega$ ,  $r_\mu = 10 \beta_0 r_o$ .

### 1.4.8 Specificarea răspunsului în frecvență al tranzistorului

Câștigul la înaltă frecvență al tranzistorului este controlat de elementele capacitive din circuitul echivalent din fig. 1.20. În practică, în majoritatea cazurilor, performanțele de frecvență ale tranzistorului sunt specificate prin valoarea frecvenței la care mărimea câștigului

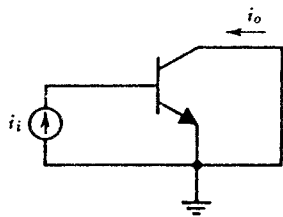


Fig. 1.22 Schema de curent alternativ a circuitului pentru măsura frecvenței  $f_T$ .

câștigului în curent, în conexiunea cu emitorul comun, în condiții de scurt-circuit la ieșire, ajunge unitară. Această frecvență, notată  $f_T$ , se numește *frecvența de tăiere*\* și constituie o măsură a frecvenței maxime de utilizare a tranzistorului ca amplificator.

Valoarea frecvenței  $f_T$  se poate măsura și calcula prin utilizarea circuitului de curent alternativ din fig. 1.22. În bază se aplică un curent de semnal mic,  $i_i$ , și se măsoară curentul de la ieșire,  $i_o$ , cu colectorul în scurtcircuit (din punctul de vedere al semnalului alternativ).

Circuitul echivalent de semnal mic pentru această configurație se poate găsi plecând de la circuitul din fig. 1.20. Se obține circuitul din fig. 1.23 în care s-au neglijat rezistențele  $r_{ex}$  și  $r_{\mu}$ .

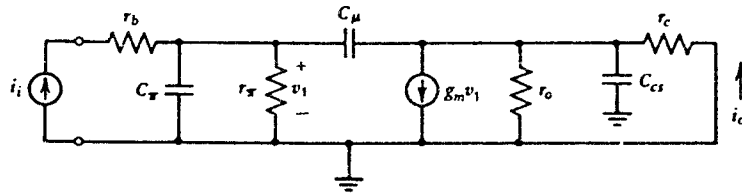


Fig. 1.23 Circuitul echivalent de semnal mic utilizat pentru calculul frecvenței  $f_T$ .

Dacă se presupune  $r_c$  mic, atunci  $r_o$  și  $C_{cs}$  nu au nici o influență și rezultă

$$v_1 \approx \frac{r_x}{1 + r_x(C_\pi + C_\mu)s} i_i. \quad (1.119)$$

Neglijarea curentului care trece de la intrare spre ieșire prin  $C_\mu$  permite scrierea relației

$$i_o \approx g_m v_1. \quad (1.120)$$

Înlocuind (1.119) în (1.120) se obține

$$i_o \approx i_i \frac{g_m r_x}{1 + r_x(C_\pi + C_\mu)s}$$

care, ținând cont de (1.110), devine

$$\frac{i_o}{i_i}(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0 \frac{C_\pi + C_\mu}{g_m} j\omega}. \quad (1.121)$$

Notând  $\beta(j\omega)$  raportul  $i_o/i_i(j\omega)$  (care este câștigul în curent, de semnal mic, la înaltă frecvență) relația 1.121 se scrie:

\* Destul de rar se folosește și denumirea de *frecvență de tranziție* (n.t.).

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0 \frac{C_\pi + C_\mu}{g_m} j\omega} \quad (1.122)$$

La frecvențe înalte partea imaginară a numitorului este dominantă deci

$$\beta(j\omega) \approx \frac{g_m}{j\omega (C_\pi + C_\mu)} \quad (1.123)$$

Din (1.123) rezultă că  $|\beta(j\omega)| = 1$  atunci când

$$\omega = \omega_T = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} \quad (1.124)$$

și deci

$$f_T = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} \quad (1.125)$$

Comportarea tranzistorului poate fi ilustrată - ca în fig. 1.24, prin trasarea dependenței mărării  $|\beta(j\omega)|$  în funcție de  $\omega$  - utilizând (1.122). Pulsăția  $\omega_\beta$  este definită drept pulsația la care  $|\beta(j\omega)|$  este egal cu  $\beta_0/\sqrt{2}$  (o scădere de 3 dB față de valoarea de la joasă frecvență). Din (1.122) se obține

$$\omega_\beta = \frac{1}{\beta_0} \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} = \frac{\omega_T}{\beta_0} \quad (1.126)$$

Din fig. 1.24 rezultă că  $\omega_T$  se poate determina prin măsurarea mărării  $|\beta(j\omega)|$  la o pulsație  $\omega_1$ , la care  $|\beta(j\omega)|$  scade cu 6 dB/octavă, și utilizarea relației

$$\omega_T = \omega_1 |\beta(j\omega_1)| \quad (1.127)$$

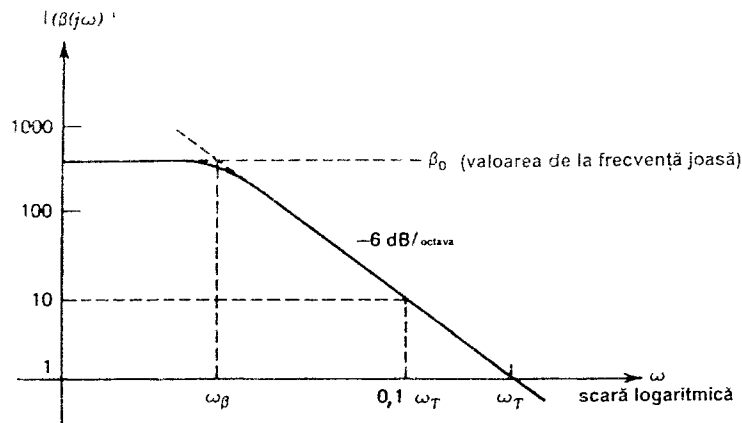


Fig. 1.24 Dependența modului câștigului în curent, în condiții de semnal mic armonic, în funcție de frecvență (pulsăție) pentru un tranzistor bipolar tipic.

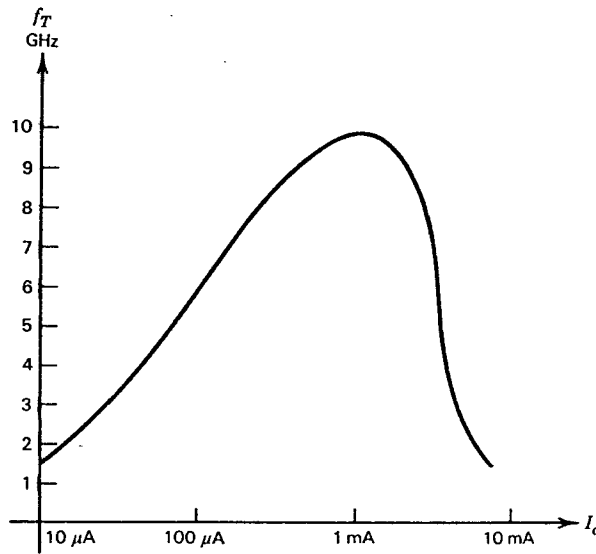


Fig. 1.25 Dependența tipică  $f_T(I_C)$  pentru un tranzistor integrat bipolar *npn*, având aria de emitor de  $6 \mu\text{m}^2$ , realizat într-un proces de viteză mare.

Aceasta este metoda care se utilizează și în practică, deoarece devierea de la comportarea ideală tinde să aibă loc numai în zona în care  $|\beta(j\omega)|$  se apropie de valoarea unitară. Prin urmare, tipic, se va măsura  $|\beta(j\omega)|$  la o frecvență la care valoarea sa este de aproximativ 5—10, iar  $\omega_T$  se calculează din relația 1.127.

Este interesant de examinat constanta de timp  $\tau_T$ , asociată pulsației  $\omega_T$ , definită de

$$\tau_T = \frac{1}{\omega_T} . \quad (1.128)$$

Înlocuind (1.124) în (1.128) se obține:

$$\tau_T = \frac{C_\pi}{g_m} + \frac{C_\mu}{g_m} . \quad (1.129)$$

Dacă în (1.129) se înlocuiesc (1.118) și (1.104) rezultă:

$$\tau_T = \frac{C_b}{g_m} + \frac{C_{je}}{g_m} + \frac{C_\mu}{g_m} = \tau_F + \frac{C_{je}}{g_m} + \frac{C_\mu}{g_m} . \quad (1.130)$$

Expresia 1.130 arată că  $\tau_T$  este dependent de curentul de colector din punctul static de funcționare  $I_C$  (prin intermediul transconducției  $g_m$ ) atingând o valoare constantă la valori mari ale curentului. La valori mici ale curentului  $I_C$ , termenii care conțin capacitățile  $C_{je}$  și  $C_\mu$  sunt dominanți determinând o creștere a lui  $\tau_T$ , și respectiv o scădere a frecvenței  $f_T$ , odată cu scăderea curentului  $I_C$ . Această comportare este ilustrată în fig. 1.25 care reprezintă o curbă tipică a dependenței frecvenței  $f_T$  de curentul de colector  $I_C$  pentru un tranzistor *npn* de circuit integrat. Această teorie simplă nu prezice scăderea frecvenței  $f_T$  la curenți mari de colector; ea este datorată creșterii constantei  $\tau_T$  ca urmare a efectelor de nivel mare de injecție și a instalării efectului Kirk la curenți mari (sunt efecte identice cu cele care determină scăderea descrisă în Secțiunea 1 3.5 a câștigului în curent  $\beta_F$  la curenți mari.

### ■ EXEMPLU

La frecvența de 1 GHz câștigul în curent în scurtcircuit, la semnal mic, al unui tranzistor bipolar are valoarea 8 la un curent de colector  $I_C=0,25$  mA și valoarea 9 la  $I_C=1$  mA. Neglijând efectele de nivel mare de injecție, să se calculeze  $C_{je}$  și  $\tau_T$ , presupunând că amândouă mărimile sunt constante. Valoarea măsurată a capacității  $C_\mu$  este de 10 fF.

În concordanță cu datele de mai sus, valorile frecvenței  $f_T$  sunt:

$$\begin{aligned} f_{T1} &= 8 \times 1 = 8 \text{ GHz} & \text{pentru} & \quad I_C = 0,25 \text{ mA} , \\ f_{T2} &= 9 \times 1 = 9 \text{ GHz} & \text{pentru} & \quad I_C = 1 \text{ mA} . \end{aligned}$$

Valorile corespunzătoare ale constantei de timp  $\tau_T$  sunt:

$$\begin{aligned} \tau_{T1} &= \frac{1}{2\pi f_{T1}} = 19,9 \text{ ps} , \\ \tau_{T2} &= \frac{1}{2\pi f_{T2}} = 17,7 \text{ ps} . \end{aligned}$$

Înlocuind aceste date în (1.130) rezultă

$$19,9 \times 10^{-12} = \tau_F + 104(C_\mu + C_{je}) , \quad (1.131)$$

pentru  $I_C=0,25$  mA. Pentru  $I_C=1$  mA se obține

$$17,7 \times 10^{-12} = \tau_F + 26(C_\mu + C_{je}) . \quad (1.132)$$

Scăzând (1.132) din (1.131) se găsește

$$C_\mu + C_{je} = 28,2 \text{ fF} .$$

Deoarece s-a măsurat  $C_\mu=10$  fF, valoarea capacității  $C_{je}$  este

$$C_{je} = 18,2 \text{ fF} .$$

Înlocuind în (1.131) rezultă

$$\tau_F = 17 \text{ ps} .$$

Acest exemplu a arătat modul în care pot fi determinați parametrii de bază ai tranzistorului din măsurători ale câștigului în curent la înaltă frecvență. Se observă că presupunerea că  $C_{je}$  este constant constituie o aproximație utilă în practică deoarece tensiunea  $V_{BE}$  se modifică cu numai 36 mV atunci când valoarea curentului  $I_C$  crește de la 0,25 mA la 1 mA.

## 1.5 COMPORTAREA LA SEMNAL MARE A TRANZISTOARELOR CU EFECT DE CÂMP CU GRILĂ-JONCȚIUNE

În circuitele integrate analogice sunt utilizate două tipuri diferite de tranzistoare cu efect de câmp (TEC): tranzistorul cu efect de câmp cu grilă joncțiune (TECJ) și tranzistorul

cu efect de câmp metal oxid semiconductor (TECMOS). După cum s-a arătat în *Capitolul 2* diferitele procese de fabricație oferă și realizează diverse combinații ale acestor tipuri de dispozitive. Procesele cele mai simple (deci și cele mai ieftine) oferă doar un singur tip de tranzistor, de exemplu procese numai bipolare sau numai MOS. În procesele mai complexe pe același cip se pot combina mai multe tipuri de tranzistoare, fapt care permite proiectantului de circuite realizarea unui nivel mai ridicat de performanță la un cost de fabricație mai mare.

Exemplul cel mai notabil îl constituie procesul BiCMOS care oferă, pe același cip, atât tranzistoare bipolare cu performanțe ridicate cât și tranzistoare MOS cu canal  $p$  și cu canal  $n$ . O altă tehnologie, mult mai matură, oferă pe același cip TECJ și tranzistoare bipolare, permițând realizarea amplificatoarelor cu impedanță de intrare foarte mare. Cu toate că aceste amplificatoare pot fi realizate și prin procese BiCMOS, tipic TECJ au avantajul unui zgomot și a unui ofset mai mic decât TECMOS.

În continuare se vor prezenta amănunțit caracteristicile TECJ.

### 1.5.1 Caracteristicile de transfer ale TECJ

În fig. 1.26a se dă o secțiune transversală printr-o structură de TECJ difuzat, tipic, așa cum se realizează într-un circuit integrat. Aceste dispozitive se pot fabrica fie simultan cu tranzistoarele bipolare utilizând același set de difuzii, sau prin etape suplimentare de implantare ionică. În primul caz, este uzuală adăugarea unei difuzii suplimentare  $n^+$  prin care se realizează grila superioară a structurii; în acest fel se îngustează regiunea de tip  $p$  care leagă între ele sursa și drena (motivele pentru care se face această îngustare vor fi discutate mai târziu). Grila este electrodul de control, tensiunea de grilă modulând curgerea curentului între sursă și drenă. De observat că grila există de ambele părți ale canalului de tip  $p$ , care reprezintă regiunea conductoare care leagă sursa și drena. Acest dispozitiv se numește TECJ cu canal  $p$ . Simbolul utilizat în circuite și convenția de semne pentru curenți și tensiuni sunt indicate în fig. 1.26b.

Pentru a deduce caracteristicile de transfer ale TECJ se consideră structura idealizată din fig. 1.27 în care se presupune un canal de tip  $p$ , uniform dopat, având pe fiecare parte două grile simetrice, de tip  $n$ . Pentru fiecare joncțiune va exista o regiune golită (vezi *Secțiunea 1.2*) chiar dacă toate terminalele structurii din fig. 1.27a sunt la masă. În acest caz variația de potențial pe fiecare joncțiune va fi dată de diferența de potențial internă  $\psi_0$ . Regiunea golită se extinde uniform atât în regiunea de tip  $n$  cât și în aceea de tip  $p$ . Aplicând pe drenă o tensiune  $V_{DS}$  negativă (vezi fig. 1.17a) va trece un curent de la sursă la drenă. Acest curent produce în canal o cădere de tensiune, astfel că joncțiunea grilă-canal va fi polarizată invers mai puternic la capătul dinspre drenă. Deoarece polarizarea inversă a joncțiunii variază în lungul canalului, variază și adâncimea pe care se extinde regiunea golită. Canalul are lățimea cea mai mică la capătul dinspre drenă. Pe măsură ce  $V_{DS}$  crește, lățimea canalului devine mai mică, iar rezistența canalului crește. Pentru o anumită valoare a tensiunii  $V_{DS}$  lățimea canalului la capătul dinspre drenă devine zero: această situație se numește *închiderea* canalului. Tensiunea grilă-canal necesară pentru a închide canalul se definește ca *tensiunea de închidere*<sup>\*</sup>, notată cu  $V_p$ . Pentru un TECJ cu canal  $p$  tensiunea de închidere este pozitivă.

Să considerăm acum situația, din fig. 1.27b, în care pe grilă se aplică o tensiune pozitivă  $V_{GS}$ , iar pe drenă o tensiune negativă  $V_{DS}$ , sursa fiind legată la masă. Tensiunea aplicată

\* Termenul corespunzător folosit în literatura de limba engleză este de *pinch-off voltage* (n.t.)



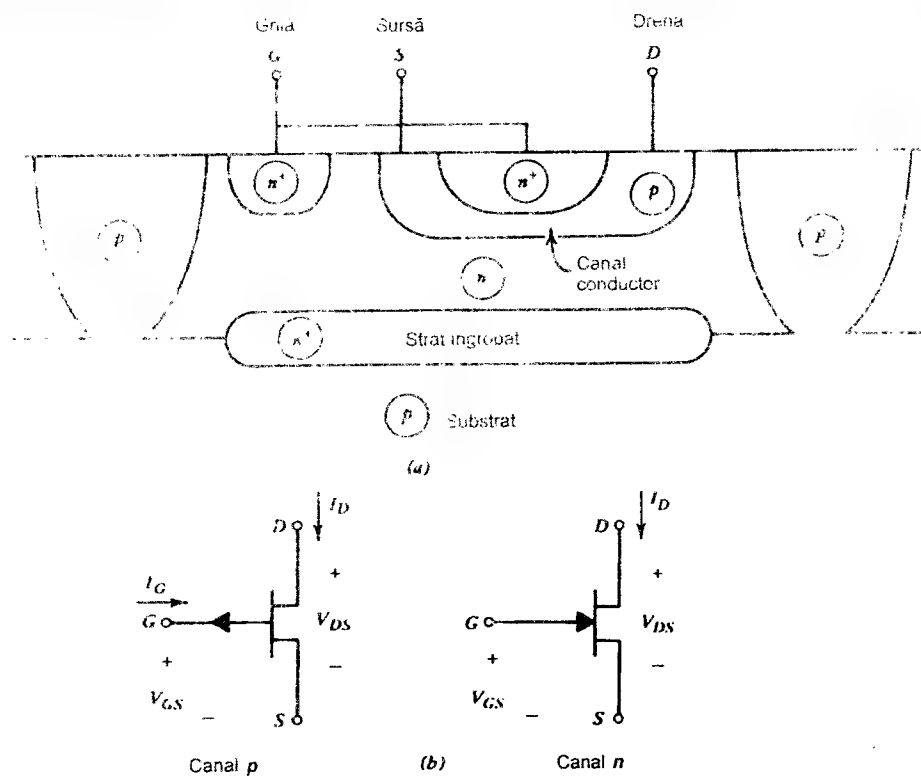


Fig. 1.26 (a) Structura tipică a unui TECJ cu canal  $p$ , monolitic (desenul nu este făcut la scară). (b) Simbolurile utilizate pentru TECJ și convenția de semne.

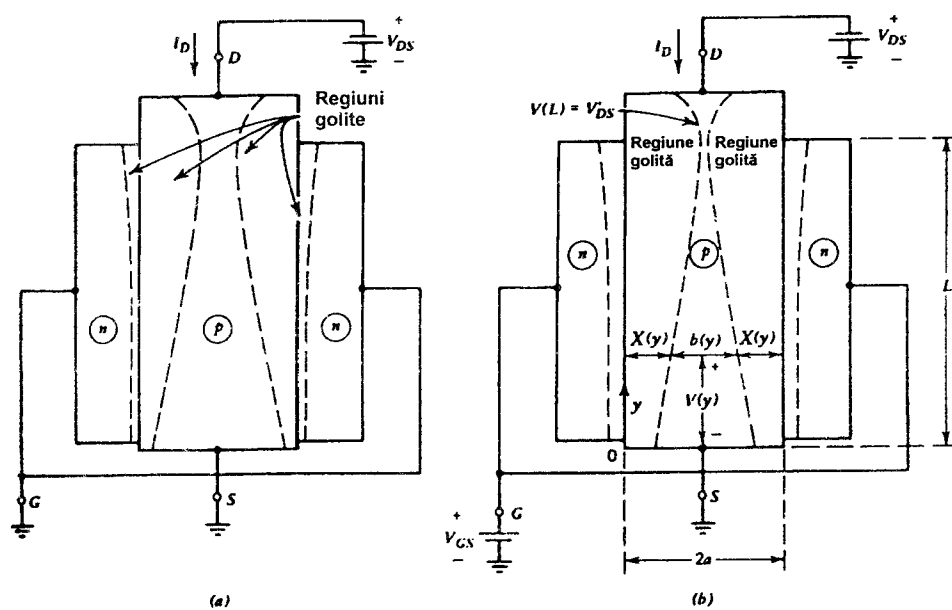


Fig. 1.27 Structura idealizată a unui TECJ cu canal  $p$ . (a) Sursa și grila sunt la masă iar  $|V_{DS}|$  tensiunea este mică. (b) Tensiunea  $|V_{DS}|$  este mare și se aplică o tensiune  $V_{GS}$  pozitivă.

pe grilă determină extinderea regiunii golite în canal, de-a lungul întregii sale lungimi. Atunci când tensiunea  $V_{GS}$  devine egală cu tensiunea de închidere  $V_p$ , canalul este golit în totalitate de purtători, iar (ideal) curentul care curge între sursă și drenă este nul. Se spune că tranzistorul este *tăiat*.

Referindu-ne la situația generală din fig. 1.27b putem calcula extinderea  $W(y)$  a regiunii golite în canal, la distanța  $y$  de contactul de sursă. Din (1.14) se obține:

$$X(y) = K_1 \sqrt{\psi_0 + V_R(y)} , \quad (1.133)$$

unde

$$K_1 = \sqrt{\frac{2\epsilon}{qN_A \left(1 + \frac{N_A}{N_D}\right)}} . \quad (1.134)$$

În aceste relații  $N_A$  și  $N_D$  sunt concentrațiile de impurități în canal și respectiv în grilă, iar  $V_R(y)$  este polarizarea inversă a joncțiunii grilă-canal la distanța  $y$ , în canal. Expresia pentru tensiunea  $V_R(y)$  este

$$V_R(y) = V_{GS} - V(y) \quad (1.135)$$

unde  $V(y)$  este diferența de potențial între punctul curent  $y$  din canal și sursă. Pentru un TECJ cu canal  $p$ ,  $V(y)$  este negativ deci, de fapt, în (1.135) termenii se adună. Înlocuind (1.135) în (1.133) se obține:

$$X(y) = K_1 \sqrt{\psi_0 + V_{GS} - V(y)} . \quad (1.136)$$

Grosimea canalului,  $b(y)$ , la distanța  $y$  în canal este (vezi fig. 1.27b)

$$b(y) = 2a - 2X(y) \quad (1.137)$$

care după înlocuirea relației 1.136 devine

$$b(y) = 2a - 2K_1 \sqrt{\psi_0 + V_{GS} - V(y)} \quad (1.138)$$

unde  $2a$  este grosimea metalurgică a canalului.

Legea lui Ohm pentru conducția curentului în canal este

$$J_y = \sigma \mathcal{E}_y \quad (1.139)$$

unde  $J_y$  este densitatea de curent în direcția  $y$ ,  $\mathcal{E}_y$  componenta pe axa  $y$  a câmpului electric iar  $\sigma$  conductivitatea regiunii de tip  $p$  a canalului. Relația 1.139 se poate scrie astfel:

$$\frac{-I_D}{Wb(y)} = -\sigma \frac{dV(y)}{dy} , \quad (1.140)$$

unde  $W$  este lățimea tranzistorului (dimensiunea perpendiculară pe planul fig. 1.27). Deoarece curentul  $I_D$  este constant în canal, integrarea expresiei 1.140 în lungul canalului conduce la

$$I_D \int_0^L dy = \sigma W \int_0^{V(L)} b dV \quad (1.141)$$

unde  $V(L)$  este potențialul în canal la distanța  $L$  de sursă. Acesta este punctul în care are loc închiderea canalului și poate fi considerat ca o drenă *internă*. Tensiunea externă drenă-sursă,  $V_{DS}$ , va avea o valoare ușor mai mare determinată de căderea de tensiune suplimentară care

apare între punctul de închidere al canalului și contactul de drenă. Înlocuind (1.138) în (1.141) se obține după integrare

$$I_D = G_0 \left[ V_{DS}' + \frac{2}{3} \frac{K_1}{a} (\psi_0 + V_{GS} - V_{DS}')^{3/2} - \frac{2}{3} \frac{K_1}{a} (\psi_0 + V_{GS})^{3/2} \right] \quad (1.142)$$

unde s-a notat  $V(L) = V_{DS}'$  iar  $G_0$  este dat de relația

$$G_0 = \frac{2a\sigma W}{L} . \quad (1.143)$$

Mărimea  $K_1/a$  care apare în (1.142) se poate evalua folosind (1.133) observând că extinderea  $X(y)$  a regiunii golite în canal, devine egală cu jumătate din grosimea canalului atunci când tensiunea inversă,  $V_R$ , este egală cu tensiunea de închidere,  $V_p$ . Deci

$$a = K_1 \sqrt{\psi_0 + V_p}$$

și rezultă

$$\frac{K_1}{a} = \frac{1}{\sqrt{\psi_0 + V_p}} . \quad (1.144)$$

Înlocuind (1.144) în (1.142) se obține

$$I_D = G_0 \left[ V_{DS}' + \frac{2}{3} \frac{(\psi_0 + V_{GS} - V_{DS}')^{3/2} - (\psi_0 + V_{GS})^{3/2}}{(\psi_0 + V_p)^{1/2}} \right] \quad (1.145)$$

Expresia 1.145 permite trasarea caracteristicilor de transfer ale TECJ, prezentate în fig. 1.28a. Tranzistorul funcționează cu o tensiune negativă,  $V_{DS}'$ , iar curentul de drenă iese din terminalul drenei, fiind de asemenea negativ. Pentru valori mici ale tensiunii  $V_{DS}$  tranzistorul se comportă ca un rezistor aproape liniar a cărui valoare este controlată de tensiunea  $V_{GS}$ . Pentru valori mai mari ale tensiunii  $V_{DS}$  extinderea regiunii de golire îngustează canalul lângă drenă, făcând ca rezistența canalului să crească și caracteristicile să se curbeze în jos. Pentru  $V_{GS}=0$  tranzistorul ajunge la închidere atunci când  $V_{DS}' \rightarrow -V_p$ , panta caracteristicii devenind nulă. Ideal, creșterea ulterioară peste acest punct a tensiunii externe  $V_{DS}$  nu va mai produce nici o variație în  $V_{DS}'$  deoarece canalul este deja închis. Creșterea peste  $V_{DS}'$  a tensiunii externe este absorbită prin strangularea progresivă a porțiunii din canal aflată lângă contactul de drenă; ca urmare curentul de drenă rămâne aproximativ constant odată cu creșterea tensiunii  $V_{DS}$ . Trebuie observat că în realitate, în regiunea de închidere, lățimea canalului la capătul dinspre drenă nu este zero, ci atinge o valoare limită mică, curentul de drenă curgând prin această zonă foarte îngustă.

Să considerăm în continuare situația care apare pentru cazul valorilor nenule ale tensiunii  $V_{DS}$ . Pe măsură ce tensiunea  $V_{GS}$  devine tot mai pozitivă regiunea golită se extinde pe toată lungimea grilei, iar canalul se îngustează. Rezultă că la  $V_{GS} = V_p$  regiunea golită se extinde complet în canal și curentul de drenă va fi nul. Pentru valori ale tensiunii  $V_{GS}$  mai mici ca  $V_p$  canalul este îngustat; tranzistorul funcționează în conformitate cu descrierea anterioară exceptând faptul că valoarea tensiunii  $V_{DS}$  necesară pentru închiderea canalului se micșorează

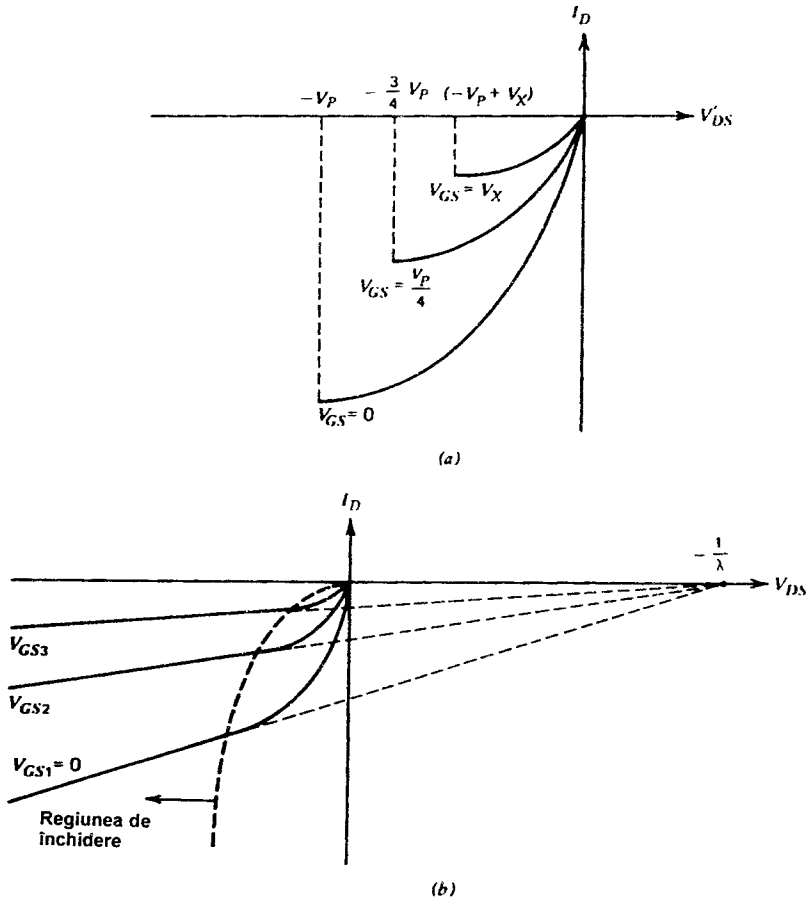


Fig. 1.28 Caracteristicile TECJ cu canal  $p$ . (a) Înainte de închiderea canalului. (b) Caracteristicile complete.

chiar cu valoarea tensiunii  $V_{GS}$ . Pentru a închide canalul la drenă, trebuie ca tensiunea grilă-drenă să fie  $V_P$ , adică

$$V_{GS} - V'_{DS} = V_P. \quad (1.146)$$

Din (1.146) rezultă că în punctul de închidere

$$V'_{DS} = -V_P + V_{DS}. \quad (1.147)$$

În plus deoarece acum canalul este mai îngustat chiar din starea inițială în care  $V_{DS}=0$ , mărirea curentului de drenă în situația de închidere a canalului va fi mai mică (vezi fig. 1.28).

Caracteristicile din fig. 1.28 sunt reprezentate în funcție de tensiunea drenă-sursă internă,  $V'_{DS}$ . Caracteristicile tipice în funcție de tensiunea drenă-sursă externă,  $V_{DS}$ , sunt indicate în fig. 1.28b. Aceste caracteristici sunt destul de asemănătoare cu acelea din fig. 1.28a pentru tensiuni drenă-sursă pentru care canalul nu este închis. Crescând tensiunea  $V_{DS}$  peste limita care corespunde închiderii canalului valoarea curentului  $I_D$  rămâne aproximativ constantă.

Totuși, în această regiune caracteristicile au o pantă finită. Determinările experimentale arată că, la fel ca pentru tranzistoarele bipolare, caracteristicile pot fi extrapolate înapoi spre axa  $V_{DS}$  intersectându-se toate în același punct

În regiunea de închidere, curentul  $I_D$  este aproximativ independent de tensiunea  $V_{DS}'$

Valoarea sa se poate determina din (1.145) prin substituirea valorii  $V_{DS}$  din (1.147):

$$I_D = G_0 \left[ -V_p + V_{GS} + \frac{2}{3} \frac{(\psi_0 + V_p)^{3/2} - (\psi_0 + V_{GS})^{3/2}}{(\psi_0 + V_p)^{1/2}} \right] \quad (1.148)$$

Valoarea maximă a curentului  $I_D$  (notată  $I_{DSS}$ ) se obține pentru  $V_{GS}=0$ , din (1.148) rezultă:

$$I_{DSS} = G_0 \left[ -V_p + \frac{2}{3} \frac{(\psi_0 + V_p)^{3/2} - \psi_0^{3/2}}{(\psi_0 + V_p)^{1/2}} \right] \quad (1.149)$$

Reprezentarea grafică a dependenței valorii normate,  $I_D/I_{DSS}$ , a curentului de drenă în funcție de valoarea normată a tensiunii de grilă,  $V_{GS}/V_p$ , în conformitate cu (1.148), este dată în fig. 1.29 (unde s-a presupus o valoare tipică  $\psi_0 \approx 1/3 V_p$ ). În fig. 1.29 s-a reprezentat și caracteristica de transfer pătratică, dată de relația

$$I_D = I_{DSS} \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right]^2 \quad (1.150)$$

Se observă că cele două curbe sunt destul de apropiate, ca urmare (1.150) se folosește în mod uzual ca o aproximare pentru caracteristica TECJ în regiunea de închidere, regiune în care se plasează în mod normal punctul static de funcționare atunci când tranzistorul lucrează ca amplificator. S-a arătat<sup>6</sup> că dependența pătratică (1.150) constituie chiar o aproximare mai bună pentru caracteristica TECJ care are profilul de dopare al joncțiunii grilă-canal gradat. Tranzistoarele de tipul descris în fig. 1.26a corespund acestui caz.

După cum s-a menționat anterior, în aplicațiile din circuitele analogice, TECJ funcționează de obicei în regiunea de închidere a caracteristicilor. Această regiune a caracteristicilor este denumită și „regiunea de saturație”. Rezultă că, aplicat la TECJ, cuvântul „saturație” înseamnă ceva cu totul diferit de ceea ce înseamnă pentru tranzistorul bipolar. Pentru a se evita confuziile în această carte se va utiliza termenul de „regiune de închidere” pentru a se descrie zona plată „saturată” a caracteristicilor.

Să revenim la examinarea caracteristicilor TECJ, considerând relația 1.150, care se aplică în regiunea de închidere. Parametrul  $I_{DSS}$  este curentul de drenă pentru o tensiune grilă-sursă nulă; pentru un tranzistor cu canal  $p$ ,  $I_{DSS}$  este negativ. Acest parametru depinde de o serie de caracteristici ale tranzistorului, inclusiv de dimensiunile sale. Valorile tipice sunt de ordinul mA. Alt parametru important al tranzistorului este tensiunea de închidere,  $V_p$ , care se poate exprima în funcție de parametrii de bază ai tranzistorului, prin utilizarea relațiilor 1.134 și 1.144, obținându-se

$$V_p = a^2 \frac{qN_A \left[ 1 + \frac{N_A}{N_D} \right]}{2\epsilon} - \psi_0 \quad (1.151)$$

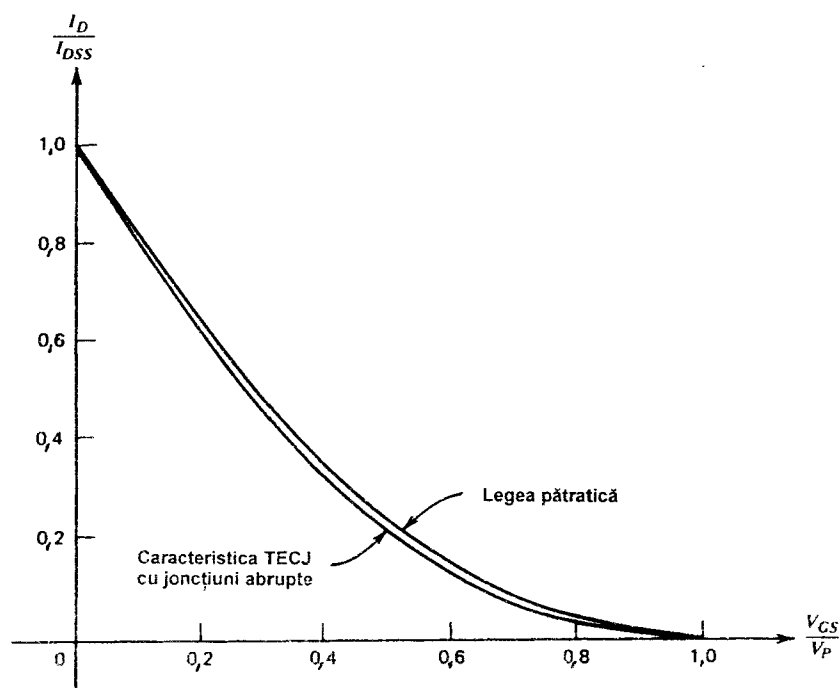


Fig. 1.29 Caracteristica de transfer normalizată a unui TECJ cu joncțiuni abrupte comparată cu caracteristica pătratică (1.150).

Rezultă că tensiunea de închidere (pozitivă pentru TECJ cu canal  $p$ ) depinde de pătratul grosimii canalului. Pentru ca TECJ să poată să funcționeze în regiunea de închidere la valori rezonabile de mici ale tensiunii  $V_{DS}$  este necesar ca  $V_P$  să fie mic. Valorile tipice ale tensiunii de închidere pentru tranzistoarele fabricate având structura din fig. 1.26a sunt de 1–3 V. Aceste valori impun o grosime mică a canalului, acesta fiind motivul pentru care în structura din fig. 1.26a se utilizează o difuzie  $n^+$  separată.

În discuția caracteristicilor din fig. 1.28 și fig. 1.29 s-au considerat numai valori pozitive pentru  $V_{GS}$ . În această situație joncțiunea grilă-sursă este polarizată invers, curentul de grilă fiind dat de curentul rezidual al joncțiunii. Acest curent rezidual se notează  $I_{GSS}$  și se măsoară la  $V_{DS}=0$ . Valoarea sa tipică este de  $10^{-10}$ – $10^{-12}$  A; ca urmare electrodul grilei apare ca având o impedanță extrem de mare.

Tranzistorul poate funcționa și cu joncțiunea grilă-sursă polarizată ușor în direct (pentru cazul unui tranzistor cu canal  $p$  cu o tensiune grilă-sursă negativă mică) atât timp cât în grilă nu are loc o injecție semnificativă de purtători minoritari. Utilizarea tranzistorului în acest regim de funcționare este însă rar întâlnită deoarece în acest caz valoarea tensiunii de polarizare directă este limitată la câteva zecimi de V.

Toată analiza anterioară s-a referit la TECJ cu canal  $p$ . Desigur că rezultatele se aplică și pentru TECJ cu canal  $n$  dacă se inversează polaritățile tensiunilor și curenților. În conformitate cu convenția de semne ilustrată în fig. 1.26 pentru un TECJ cu canal  $n$  în mod normal  $V_{DS}$  și  $I_D$  sunt pozitive,  $V_{GS}$  negativ; curentul  $I_{DSS}$  este pozitiv iar tensiunea de închidere  $V_P$  negativă.

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze tensiunea de închidere pentru un TECJ cu canal  $p$  care are următorii parametri:  $N_A = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ ,  $N_D = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ,  $a = 2 \mu\text{m}$ .

Din (1.151) se obține:

$$V_p = 4 \times 10^{-8} \frac{1,6 \times 10^{-19} \times 10^{15} \times 1,1}{2 \times 1,04 \times 10^{-12}} - \psi_0 = 3,38 - \psi_0 .$$

Din (1.1) rezultă

$$\psi_0 = 26 \ln \frac{10^{15} \times 10^{16}}{2,25 \times 10^{20}} \text{ mV} = 0,638 \text{ V} ,$$

deci  $V_p = 2,74 \text{ V}$ .

### 1.5.2 Modele de semnal mare pentru TECJ

Rezultatele obținute până acum permit construirea unui model de semnal mare pentru un TECJ care funcționează în regiunea de închidere. Acest model urmează a fi utilizat în calculele de punct static de funcționare. Modelul este prezentat în fig. 1.30; s-a presupus că TECJ are o rezistență de ieșire infinită.

canal de tip	tensiunea $V_p$	curentul $I_{DSS}$	tensiunea $V_{GS}$
$p$	pozitivă	negativ	normal pozitivă
$n$	negativă	pozitiv	normal negativă

Fig. 1.30 Modelul de semnal mare pentru TECJ. Semnele diverselor mărimi sunt date în tabelul alăturat.

Caracteristicile din fig. 1.28b ne arată că TECJ are de fapt în regiunea de închidere o rezistență de ieșire finită; toate caracteristicile se pot extrapola spre același punct de pe axa  $V_{DS}$ . Această comportare se poate modela adăugând în (1.150) un factor suplimentar

$$I_D = I_{DSS} \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right]^2 (1 + \lambda V_{DS}) . \quad (1.152)$$

unde coordonata corespunzătoare intersecției cu axa  $V_{DS}$  s-a notat  $-(1/\lambda)$ . Parametrul  $\lambda$  este negativ pentru TECJ cu canal  $p$  și pozitiv pentru TECJ cu canal  $n$ ; valoarea sa tipică este de  $10^{-2} \text{ V}^{-1}$ . Se observă că  $\lambda$  corespunde inversului tensiunii Early de la tranzistoarele bipolare.

### 1.5.3 Tensiunile de străpungere ale TECJ

Jonctiunile  $pn$  constituite de ansamblul grile-canal ale unui tranzistor cu efect de câmp cu grilă jonctiune pot să fie sediul unei străpungeri în avalanșă (descrisă în Secțiunea 1.2.2).

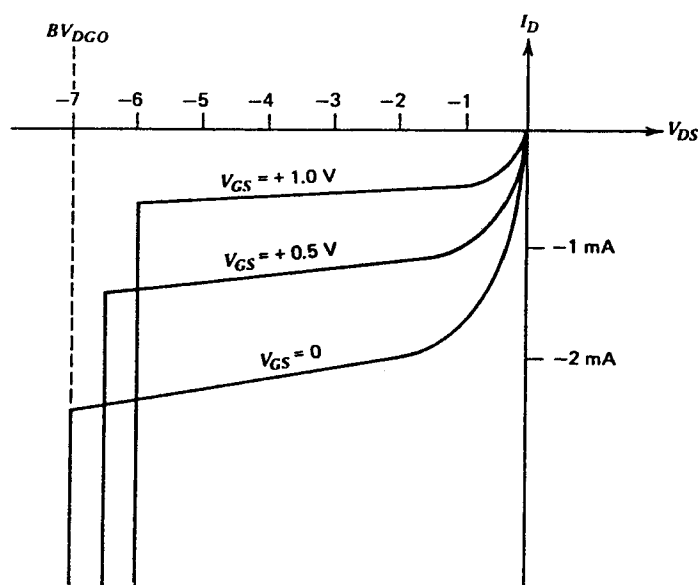


Fig. 1.31 Caracteristicile de străpungere tipice pentru un TECJ difuzat, monolitic.

Deoarece TECJ este un dispozitiv a cărui funcționare nu depinde de concentrațiile de purtători minoritari, procesul de străpungere este lipsit de complicații. Străpungerea are loc atunci când tensiunea grilă-canal depășește o valoare critică, caracteristica I-V având un cot „în unghi drept”, ca și în cazul unei diode Zener. Spre deosebire de cazul unui tranzistor bipolar în conexiunea cu emitorul comun, la tranzistorul cu efect de câmp cu grilă joncțiune nu apare nici o amplificare a procesului de avalanșă.

Caracteristicile tipice în străpungere ale unui TECJ cu o structură de tipul aceleia din fig. 1.26a sunt indicate în fig. 1.31. Pentru  $V_{GS}=0$  străpungerea are loc la  $V_{DS} \approx -7$  V, procesul de avalanșă declanșându-se între grilă și drenă. Pe măsură ce tensiunea  $V_{GS}$  crește (este mai pozitivă) străpungerea are loc între grilă și drenă la aceeași tensiune, dar valoarea tensiunii  $V_{DS}$  de străpungere scade deoarece se reduce cu valoarea tensiunii  $V_{GS}$ . Prin urmare caracteristicile de străpungere ale TECJ se pot descrie prin mărimea  $BV_{DGO}$ , care este tensiunea de străpungere drenă-grilă cu sursa în gol.

Valoarea destul de mică a tensiunii de străpungere pentru structura de tranzistor descrisă anterior face ca utilitatea acestui tip de structură să fie limitată. Se pot realiza însă și alte structuri, care vor fi descrise în *Capitolul 2*, cum ar fi de exemplu acelea ale tranzistoarelor cu efect de câmp cu grilă-joncțiune cu canal *p* implantate ionic, care au tensiuni de străpungere mult mai mari.

## 1.6 MODELE DE SEMNAL MIC PENTRU TRANZISTOARELE CU EFECT DE CÂMP CU GRILĂ-JONCȚIUNE

Construirea unui model de semnal mic pentru TECJ se poate realiza prin folosirea unor metode similare acelor utilizate pentru tranzistoarele bipolare. Deoarece pentru aproape



toate aplicațiile de semnal mic TECJ funcționează în regiunea de închidere, circuitul echivalent se va determina pentru funcționarea în această regiune.

Transconductanța de semnal mic,  $g_m$ , se determină din (1.150):

$$g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right] \quad (1.153)$$

sau

$$g_m = g_{m0} \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right] \quad (1.154)$$

unde

$$g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} \quad (1.155)$$

Mărimea  $g_{m0}$  este întotdeauna pozitivă. Pentru valorile tipice  $I_{DSS} = -1$  mA și  $V_P = 2$  V se obține  $g_{m0} = 1$  mA/V.

Relația 1.154 indică o variație liniară a transconductanței  $g_m$  în funcție de tensiunea  $V_{GS}$ , după cum se arată și în fig. 1.32. Rezultă o metodă utilă de măsurare a tensiunii de închidere  $V_P$ : se trasează dependența  $g_m(V_{GS})$ , care se extrapolează până la intersecția cu axa  $V_{GS}$ , intersecție mult mai bine definită în comparație cu aceea oferită de determinarea tensiunii  $V_P$  din dependența  $I_D(V_{GS})$ .

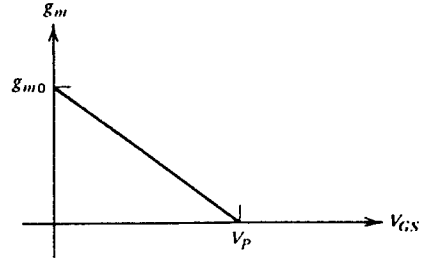


Fig. 1.32 Variația  $g_m$  în funcție de  $V_{GS}$  pentru un TECJ în regiunea de închidere, presupunând o caracteristică de transfer pătratică.

De observat că, spre deosebire de tranzistorul bipolar, transconductanța TECJ depinde atât de curentul său de polarizare *cât* și de dimensiunile sale, în particular de raportul  $W/L$ .

Rezistența de ieșire de semnal mic,  $r_o$ , a unui TECJ se determină din (1.152):

$$\frac{1}{r_o} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \lambda I_{DSS} \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right]^2 \quad (1.156)$$

Înlocuind (1.152) în (1.156) se obține

$$r_o \approx \frac{1}{\lambda I_D} \quad (1.157)$$

presupunându-se în (1.152) că  $\lambda V_{DS} \ll 1$ . O valoare tipică a rezistenței de ieșire  $r_o$  este de 100 kΩ la  $I_D = 1$  mA.

Circuitul echivalent de semnal mic al TECJ conține și capacități — determinate de sarcinile din regiunile de sarcină spațială (vezi fig. 1.26a și fig. 1.27) — grilă-sursă, grilă-substrat. În mod obișnuit concentrația de impurități în canal este gradată. Ca urmare capacitatea

grilă-sursă,  $C_{gs}$  și capacitatea grilă-drenă,  $C_{gd}$ , se pot exprima după cum urmează (se utilizează relația 1.22 și se presupune un TECJ cu canal  $p$ , funcționând în regiunea de închidere):

$$C_{gs} = \frac{C_{gs0}}{\left[1 + \frac{V_{GS}}{\psi_0}\right]^{1/3}} \quad (1.158)$$

$$C_{gd} = \frac{C_{gd0}}{\left[1 + \frac{V_{GD}}{\psi_0}\right]^{1/3}} \quad (1.159)$$

Capacitatea  $C_{gss}$  (grilă-substrat) corespunde capacității colector-substrat pentru tranzistorul  $npn$ . Prin urmare, în conformitate cu (1.21), expresia care descrie această capacitate este

$$C_{gss} = \frac{C_{gss0}}{\left[1 + \frac{V_{GSS}}{\psi_0}\right]^{1/2}} \quad (1.160)$$

unde  $V_{GSS}$  este tensiunea grilă-substrat.

În sfârșit și pentru TECJ există rezistențe parazite între contactele sursei și drenei și regiunea activă a canalului. Rezistența parazită care apare în serie cu sursa afectează caracteristica de transfer măsurată a tranzistorului în sensul că  $I_{DSS}$  și  $g_m$  vor avea valori mai mici decât acelea așteptate. Totuși deoarece pentru mărimile  $I_{DSS}$ ,  $V_p$  și  $g_{m0}$  sunt folosite valorile măsurate, efectul dat de rezistența parazită în serie cu sursa apare de fapt în acești parametri în mod indirect și nu mai este nevoie ca rezistența parazită să fie inclusă în circuitul echivalent. În majoritatea cazurilor prezența rezistenței parazite în serie cu sursa nu afectează valabilitatea aproximației pătratice (1.150).

Circuitul echivalent de semnal mic, complet, pentru un TECJ monolitic este prezentat în fig. 1.33; el este valabil atât pentru un tranzistor cu canal  $p$  cât și pentru un tranzistor cu canal  $n$  deși poziția capacității parazite față de substrat poate să difere în funcție de structura TECJ. Rezistența parazită a drenei,  $r_d$ , plasată în serie cu contactul drenei are o valoare tipică de 50—100  $\Omega$ . Valorile tipice ale capacităților pentru o polarizare nulă sunt  $C_{gs0} = 1\text{—}4$  pF,

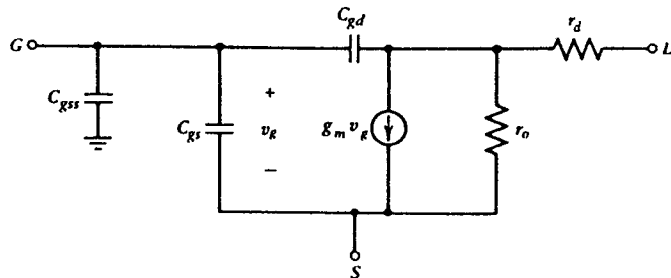


Fig. 1.33 Circuitul echivalent de semnal mic al TECJ.

$C_{gs0}=0,3\text{--}1\text{ pF}$ ,  $C_{gss0}=4\text{--}8\text{ pF}$ . Parametrii tipici pentru diferite structuri de tranzistoare cu efect de câmp cu grilă joncțiune monolitice sunt dați în *Capitolul 2*.

Circuitul echivalent de semnal mic din fig. 1.33 este destul de asemănător cu acela pentru tranzistorul bipolar din fig. 1.20. Ca urmare o mare parte a teoriei care a fost dezvoltată pentru circuitele cu tranzistoare bipolare se aplică la fel și pentru TECJ dacă se utilizează valori adecvate pentru parametri. O diferență majoră o constituie absența rezistenței de intrare la TECJ (ca urmare a faptului că în serie cu contactul grilei apare o joncțiune *pn* polarizată invers), făcându-l deosebit de atractiv pentru circuitele care cer o impedanță mare de intrare. O altă diferență între TECJ și tranzistorul bipolar este dată de absența la TECJ a unei rezistențe care să corespundă rezistenței bazei,  $r_b$ , de la tranzistorul bipolar.

De asemenea trebuie observat că la un curent din punctul static de 1 mA, o valoare tipică a transconductanței TECJ este de 1 mA/V, față de 38 mA/V pentru un tranzistor bipolar funcționând la aceeași curent. Ca urmare, în majoritatea circuitelor tranzistorul bipolar va asigura o amplificare mai mare ca TECJ. TECJ se vor utiliza numai acolo unde caracteristicile lor specifice pot fi folosite în mod avantajos.

Răspunsul în frecvență al TECJ poate fi specificat într-o modalitate similară cu aceea folosită la tranzistorul bipolar. Dacă se repetă pentru TECJ analiza făcută în *Secțiunea 1.4.8* se găsește expresia frecvenței pentru care câștigul în curent devine unitar:

$$f_T = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd} + C_{gss}} \quad (1.161)$$

Expresia 1.161 are o formă similară cu expresia 1.125 care s-a obținut pentru tranzistorul bipolar. Un TECJ cu  $g_m=1\text{ mA/V}$  și  $C_{gs}+C_{gd}+C_{gss}=5\text{ pF}$ , are o frecvență  $f_c$  de aproximativ 30 MHz.

## ■ EXEMPLU

Să se determine circuitul echivalent de semnal mic, complet, pentru un TECJ cu canal *p*, la  $I_D=-0,5\text{ mA}$ ,  $V_{DS}=-5\text{ V}$ ,  $V_{GSS}=10\text{ V}$ . Parametrii tranzistorului sunt  $C_{gs0}=2\text{ pF}$ ,  $C_{gd0}=0,5\text{ pF}$ ,  $C_{gss0}=4\text{ pF}$ ,  $I_{DSS}=-1\text{ mA}$ ,  $V_p=2\text{ V}$ ,  $\lambda=-10^{-2}\text{ V}^{-1}$  și  $r_d=50\text{ }\Omega$ . Valoarea lui  $\psi_0$  este de 0,7 V pentru  $C_{gs}$  și  $C_{gd}$  și de 0,52 V pentru  $C_{gss}$ .

Tensiunea de polarizare a grilei rezultă din (1.150):

$$V_{GS} = V_p \left( 1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right) = 2 \left( 1 - \sqrt{\frac{0,5}{1}} \right) = 0,568\text{ V}.$$

Transconductanța de semnal mic se obține din (1.153):

$$g_m = -\frac{2(-1)}{2} \left( 1 - \frac{0,586}{2} \right) \text{ mA/V} = 0,707\text{ mA/V}.$$

Rezistența de ieșire de semnal mic se calculează din (1.157):

$$r_o = \frac{1}{10^{-2} \times 0,5} \text{ k}\Omega = 200\text{ k}\Omega.$$

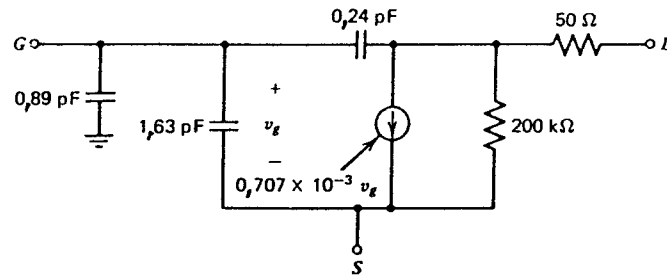


Fig. 1.34 Circuitul echivalent de semnal mic, complet, pentru un TECJ cu canal  $p$  difuzat, monolitic la  $I_D = -0,5$  mA,  $V_{DS} = -5$  V și  $V_{GSS} = 10$  V. Parametrii tranzistorului sunt:  $C_{gs0} = 2$  pF,  $C_{gd0} = 0,5$  pF,  $C_{gss0} = 4$  pF,  $I_{DSS} = -1$  mA,  $V_p = 2$  V,  $\lambda = -10^{-2}$  V $^{-1}$ ,  $r_d = 50$  Ω.

În sfârșit capacitățile tranzistorului se calculează astfel. Înlocuind  $V_{GS} = 0,586$  V în (1.158) se găsește:

$$C_{gs} = \frac{2}{\left[1 + \frac{0,586}{0,7}\right]^{1/3}} \text{ pF} = 1,63 \text{ pF}.$$

Tensiunea grilă-drenă este:

$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = 5,586 \text{ V}.$$

care înlocuită în (1.159) conduce la

$$C_{gd} = \frac{0,5}{\left[1 + \frac{5,586}{0,7}\right]^{1/3}} \text{ pF} = 0,24 \text{ pF}.$$

Din (1.160) se obține capacitatea grilă-substrat

$$C_{gss} = \frac{4}{\left[1 + \frac{10}{0,52}\right]^{1/2}} \text{ pF} = 0,89 \text{ pF}.$$

Circuitul echivalent de semnal mic, complet, este indicat în fig. 1.34.

## 1.7 COMPORTAREA LA SEMNAL MARE A TRANZISTOARELOR CU EFECT DE CÂMP METAL-OXID-SEMICONDUCTOR

În circuitele integrate moderne tranzistoarele cu efect de câmp metal-oxid-semiconductor (TECMOS) sunt componente importante. Chiar dacă la început dezvoltările de circuite au fost centrate pe procese numai MOS, procesele care oferă în meniul de componente atât tranzistoare bipolare cât și MOS permit proiectantului să folosească ceea ce este mai avantajos pentru fiecare tip de tranzistor. Un avantaj major al proceselor MOS relativ la realizarea de funcții analogice este dat de faptul că pe același cip se pot realiza și funcții digitale complexe, de mare densitate.

### 1.7.1 Caracteristicile de transfer ale tranzistoarelor MOS

În fig. 1.35a este prezentată o secțiune transversală printr-un tranzistor MOS, cu canal  $n$  indus (*enhancement*), tipic. Într-un *substrat* de tip  $p$  sunt realizate regiunile de tip  $n$  puternic dopate ale sursei și drenei. Un strat subțire de dioxid de siliciu este crescut peste substrat; oxidul cuprins între sursă și drenă este acoperit cu un strat subțire de material conductor (un metal sau siliciu policristalin). Modul de funcționare al acestui tranzistor este asemănător cu acela al TECJ, în sensul că prin intermediul tensiunii de grilă-sursă se modifică conductanța regiunii aflată sub grilă. Acest fapt permite tensiunii de grilă să controleze curentul care curge între sursă și drenă, obținându-se astfel funcția de câștig în circuitele analogice și cea de comutare în circuitele digitale.

Prin tranzistorul NMOS cu canal indus din fig. 1.35a între sursă și drenă curge un curent semnificativ, numai atunci când sub grilă există un canal de tip  $n$ ; această situație explică originea denumirii de „tranzistor cu canal  $n$ ”. Sintagma „cu canal indus” se referă la faptul că într-un punct de funcționare în care  $V_{GS}=0$  canalul conductor nu există, deci tranzistorul nu conduce curent; ca urmare pentru a conduce curent canalul trebuie îmbogățit (*enhanced*) cu purtători de sarcină, sau trebuie format/indus canalul conductor.

Tranzistoarele MOS pot fi fabricate la fel de bine și în cazul în care se pornește de la un substrat de tip  $n$ , canalul conductor fiind de tip  $p$ . Aceste tranzistoare sunt denumite tranzistoare MOS cu canal  $p$  indus (PMOS).

În tehnologiile care folosesc unul din aceste tipuri de tranzistor simbolul utilizat, pentru oricare din ele, este indicat în fig. 1.35b. În tehnologia MOS complementar (CMOS) în care sunt prezente ambele tipuri de tranzistoare se folosesc simbolurile din fig. 1.35c pentru a le putea distinge între ele. În tehnologiile PMOS și NMOS substratul este același pentru toate tranzistoarele, fiind întotdeauna conectat la o sursă de c.c.; de obicei, în acest caz, el nu mai apare explicit în schemele circuitelor. În tehnologia CMOS tranzistoarele de tipuri diferite sunt fabricate în regiuni izolate, individuale, separate, care pot să fie, sau pot să nu fie, conectate la o sursă de c.c. Dacă aceste regiuni izolate *sunt* conectate la sursa de alimentare corespunzătoare se vor folosi simbolurile din fig. 1.35c, în care conexiunea substratului nu apare. În cazul în care regiunile izolate individuale sunt conectate în alte locuri tranzistoarele se vor reprezenta prin simbolurile din fig. 1.35d, în care terminalul substratului este indicat prin notația  $B^*$ .

În tehnologia NMOS este de obicei disponibil și un tip suplimentar de tranzistor denumit cu canal inițial (*depletion*) care are între sursă și drenă un canal conductor implantat, astfel că la  $V_{GS}=0$  conduce curent. Acest tranzistor are caracteristici care sunt practic identice ce acelea ale TECJ. Simbolul utilizat este indicat în fig. 1.35e.

Deducerea caracteristicilor de transfer ale tranzistorului NMOS cu canal inițial din fig. 1.35a începe cu observația că regiunile de sursă și drenă sunt separate prin două joncțiuni  $pn$  așezate „una pe față și una pe dos”. Aceste joncțiuni sunt formate de regiunile de tip  $n$  ale sursei și drenei și substratul de tip  $p$ ; rezultă astfel, între drenă și sursă, în condițiile în care tranzistorul este blocat, o rezistență extrem de mare (de ordinul a  $10^{12} \Omega$ ).

---

\* În literatura de limbă engleză substratul este denumit și *body*, ceea ce explică notația  $B$  adoptată pentru terminalul substratului (n.t.).

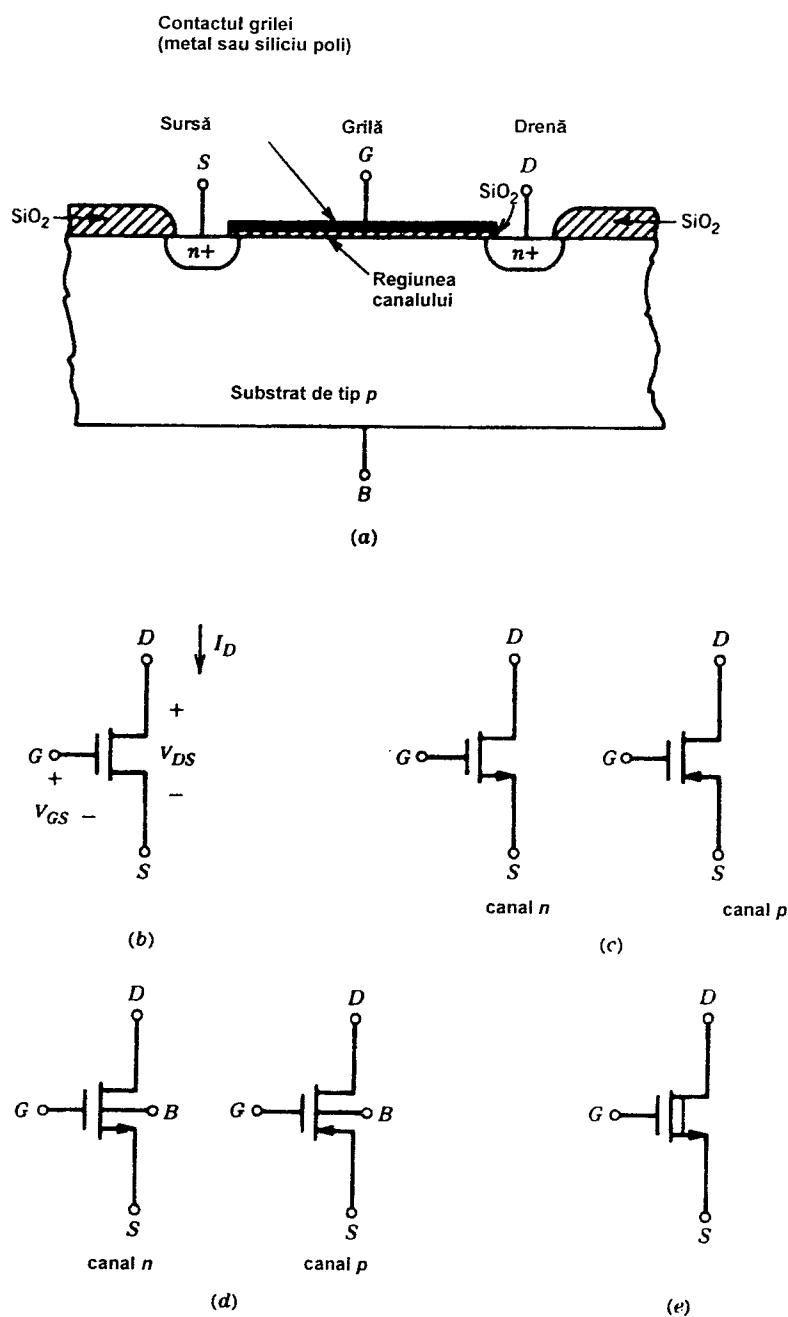


Fig. 1.35. (a) Structura tipică a unui tranzistor NMOS cu canal indus. (b) Simbolurile utilizate pentru tranzistoarele NMOS sau PMOS în cazul în care este prezent doar un singur tip de tranzistor. (c) Simbolurile tranzistoarelor NMOS și PMOS folosite în circuitele CMOS. (d) Simbolurile tranzistoarelor NMOS și PMOS folosite în cazul în care conectarea substratului nu este aceea standard. (e) Simbolul tranzistorului MOS cu canal inițial.

Să considerăm în continuare situația în care sursa, substratul și drena sunt legate la masă iar pe grilă se aplică o tensiune pozitivă  $V_{GS}$  (vezi fig. 1.36). Grila și substratul sunt „plăcile” unui capacitor al cărui dielectric este stratul de dioxid de siliciu. Pe grilă se acumulează sarcinile pozitive iar în substrat sarcinile negative. Pentru tensiuni de grilă mai mici decât o tensiune de prag,  $V_t$ , sarcina negativă din substratul de tip  $p$  se manifestă prin apariția unei regiuni golite (vezi fig. 1.36) ca urmare a îndepărtării golurilor din regiunea aflată sub grilă (la fel ca la joncțiunea  $pn$ , după cum s-a descris în Secțiunea 1.2). Aplicând rezultatele din Secțiunea 1.2 și folosind relația 1.10 se obține pentru adâncimea  $X$  a stratului golit de sub oxid expresia

$$X = \sqrt{\frac{2\epsilon\phi}{qN_A}} \quad (1.162)$$

unde  $\phi$  este potențialul, în stratul golit, la interfața oxid-siliciu,  $N_A$  atomi/cm<sup>3</sup> concentrația de impurități din substratul  $p$  (presupusă constantă) iar  $\epsilon$  este permitivitatea dielectrică a siliciului. Sarcina din regiunea golită, pe unitatea de arie, este

$$Q = qN_A X = \sqrt{2qN_A\epsilon\phi} \quad (1.163)$$

Atunci când, prin creșterea tensiunii de grilă, potențialul la suprafața siliciului atinge o valoare critică, egală cu dublul nivelului Fermi,  $\phi_f \approx 0,3$  V, se produce un fenomen cunoscut sub numele de *inversie*<sup>17</sup>. După atingerea acestei valori creșterea în continuare a tensiunii de grilă nu mai produce o extindere a regiunii golite ci apariția sub oxid a unui strat subțire de electroni. Între zonele de sursă și de drenă se formează astfel o regiune continuă de tip  $n$  care este canalul conductor sursă-drenă. Conductanța acestui canal se poate modula prin mărirea sau micșorarea tensiunii de grilă. După formarea stratului de inversie creșterea sarcinii din substrat nu se mai face pe seama extinderii regiunii golite ci pe seama creșterii sarcinii de electroni din stratul de inversie.

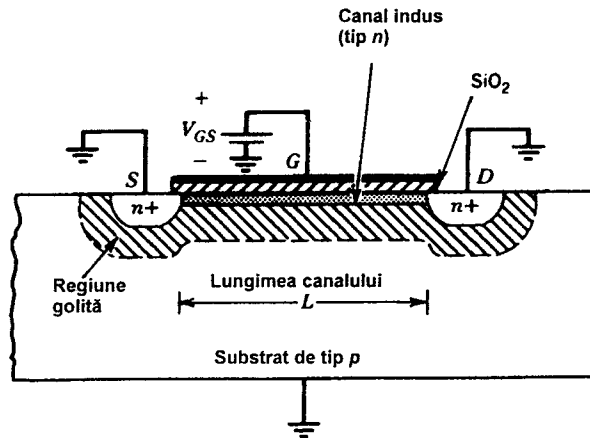


Fig. 1.36 Secțiune transversală printr-un tranzistor NMOS ideal, căruia i se aplică o tensiune  $V_{GS}$ ; se pun în evidență regiunile golite și canalul indus.

Ca urmare în prezența unui strat de inversie, în condițiile în care substratul nu este polarizat, regiunea golită conține o sarcină constantă

$$Q_{b0} = \sqrt{2qN_A \epsilon} 2\phi_f \quad (1.164)$$

În condițiile în care substratul este polarizat cu o tensiune  $V_{BS}$  (aplicată între sursă și substrat, terminalul sursei fiind pozitiv în cazul tranzistoarelor cu canal  $n$ ), valoarea potențialului la suprafață necesară pentru a produce inversia devine  $(2\phi_f + V_{SB})$ , sarcina din regiunea golită fiind dată de expresia generală:

$$Q_b = \sqrt{2qN_A \epsilon} (2\phi_f + V_{SB}) \quad (1.165)$$

Tensiunea de grilă,  $V_{GS}$ , necesară pentru a produce inversia este denumită *tensiunea de prag*,  $V_t$ . Ea se poate calcula observând că se compune din mai multe componente. O primă componentă,  $[2\phi_f + (Q_b/C_{ox})]$ , este necesară pentru a susține sarcina  $Q_b$  din regiunea golită ( $C_{ox}$  este capacitatea pe unitatea de arie a oxidului grilei). O a doua componentă este dată de diferența de lucru de ieșire  $\phi_{ms}$  care există între metalul grilei și semiconductor. A treia componentă este dată de densitatea de sarcină pozitivă  $Q_{ss}$  care există întotdeauna în oxid, la interfața oxid-siliciu. Această sarcină apare ca urmare a discontinuității cristalului la interfața oxid-siliciu. Efectul dat de această sarcină se poate compensa prin aplicarea unei tensiuni de grilă egală cu  $-Q_{ss}/C_{ox}$ . Deci expresia tensiunii de prag este

$$\begin{aligned} V_t &= \phi_{ms} + 2\phi_f + \frac{Q_b}{C_{ox}} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}} \\ &= \phi_{ms} + 2\phi_f + \frac{Q_{b0}}{C_{ox}} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}} + \frac{Q_b - Q_{b0}}{C_{ox}} \end{aligned} \quad (1.166)$$

care se rescrie ținând cont de (1.164) și (1.165)

$$V_t = V_{t0} + \gamma \left( \sqrt{2\phi_f + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_f} \right) \quad (1.167)$$

unde s-a notat  $V_{t0}$  valoarea tensiunii de prag pentru  $V_{SB}=0$ . Parametrul  $\gamma$  este definit de

$$\gamma = \frac{1}{C_{ox}} \sqrt{2q\epsilon N_A} \quad (1.168)$$

unde

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (1.169)$$

$\epsilon_{ox}$  și  $t_{ox}$  fiind permitivitatea și, respectiv, grosimea oxidului. Valorile tipice sunt  $\gamma=0,5 \text{ V}^{1/2}$  și  $C_{ox}=3,5 \times 10^{-4} \text{ pF}/\mu\text{m}^2$  pentru  $t_{ox}=0,1 \text{ }\mu\text{m}$ .

Uzual, în practică, valoarea  $V_{t0}$  este ajustată în cursul procesului de fabricație prin implantarea de impurități în canal. Prin implantarea de impurități de tip  $p$  tensiunea  $V_{t0}$  pentru un tranzistor cu canal  $n$  indus este adusă la valori cuprinse în gama 0,5—1,5 V. Prin implantarea în regiunea canalului de impurități de tip  $n$ , se poate obține un canal conductor chiar și pentru  $V_{GS}=0$ . Rezultă astfel un tranzistor MOS cu *canal inițial* având pentru  $V_{t0}$  valori tipice



cuprinse între  $-1$  și  $-4$  V. Dacă  $Q_i$  este densitatea de sarcină pe unitatea de arie implantată în canal, tensiunea de prag dată de (1.166) se modifică cu, aproximativ,  $Q_i/C_{ox}$ .

Relațiile precedente se vor folosi pentru a se deduce caracteristicile de semnal mare ale tranzistorului NMOS. În această analiză se va presupune că sursa este legată la masă și că pe celelalte terminale se aplică tensiunile  $V_{GS}$ ,  $V_{DS}$ ,  $V_{BS}$  (vezi fig. 1.37). Dacă  $V_{GS}$  este mai mare decât  $V_t$  se formează un canal conductor și  $V_{DS}$  determină trecerea unui curent  $I_D$  de la drenă spre sursă. Tensiunea  $V_{DS}$  face ca polarizarea inversă drenă-substrat să fie mai puternică decât polarizarea inversă sursă-substrat; ca urmare adâncimea regiunii golite este mai mare lângă drenă. Totuși, pentru simplitate, se va presupune că în lungul canalului căderea de tensiune este mică, adâncimea regiunii golite fiind deci constantă în lungul canalului.

În canal, la o distanță  $y$  de sursă, tensiunea față de sursă este  $V(y)$  iar tensiunea grilă-canal în acest punct este  $V_{GS} - V(y)$ . Se va presupune că această tensiune depășește tensiunea de prag  $V_t$  și, ca urmare, sarcina de electroni indusă în canal pe unitatea de arie este

$$Q_i(y) = C_{ox} [V_{GS} - V(y) - V_t] . \quad (1.170)$$

Rezistența  $dR$  a zonei de lungime  $dy$  a canalului este

$$dR = \frac{dy}{W\mu_n Q_i(y)} \quad (1.171)$$

unde  $W$  este lățimea tranzistorului, perpendiculară pe planul fig. 1.37, iar  $\mu_n$  este mobilitatea medie a electronilor în canal.

Căderea de tensiune  $dV$  pe distanța  $dy$  în canal este

$$dV = I_D dR = \frac{I_D}{W\mu_n Q_i(y)} dy . \quad (1.172)$$

Înlocuind (1.170) în (1.172) și integrând pe toată lungimea  $L$  a canalului

$$\int_0^L I_D dy = \int_0^{V_{DS}} W\mu_n C_{ox} (V_{GS} - V - V_t) dV$$

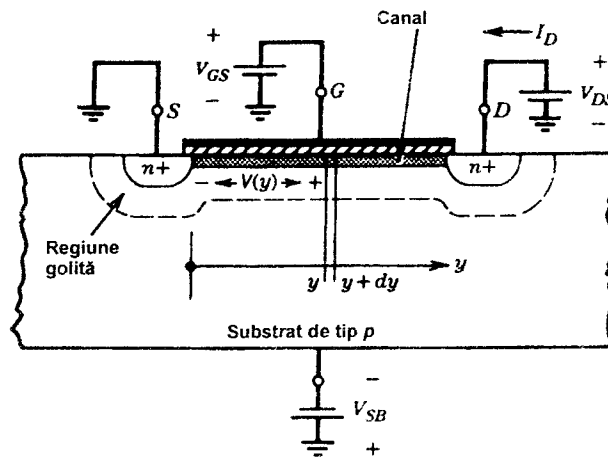


Fig. 1.37 Tranzistorul NMOS cu tensiunile de polarizare aplicate.

se obține

$$I_D = \frac{k'}{2} \frac{W}{L} [2(V_{GS} - V_t)V_{DS} - V_{DS}^2] \quad (1.173)$$

unde

$$k' = \mu_n C_{ox} = \frac{\mu_n \epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (1.174)$$

Relația 1.173 descrie caracteristicile I-V ale tranzistorului MOS, în condițiile în care canalul indus este continuu. O valoare tipică pentru  $k'$ , pentru un tranzistor cu canal  $n$ , având grosimea oxidului subțire  $t_{ox} = 0,1 \mu\text{m}$ , este de aproximativ  $10 \mu\text{A/V}^2$ .

Pe măsură ce crește valoarea tensiunii  $V_{DS}$  adâncimea canalului conductor se reduce la capătul dinspre drenă. Din (1.170) rezultă că la capătul dinspre drenă  $Q_i$  devine zero atunci când  $V_{DS} = V_{GS} - V_t$ . Apare astfel același fenomen de închidere a canalului, la fel ca și în cazul TECJ. Ca urmare creșterea ulterioară a tensiunii  $V_{DS}$  va determina o modificare mică a curentului  $I_D$ . Relația (1.173) nu mai este deci valabilă dacă  $V_{DS}$  este mai mare decât  $(V_{GS} - V_t)$ . Valoarea curentului  $I_D$  în această regiune se obține înlocuind  $V_{DS} = V_{GS} - V_t$  în (1.173)

$$I_D = \frac{k'}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2, \quad (1.175)$$

relație valabilă pentru un tranzistor MOS în regiunea de închidere. Această relație este foarte asemănătoare cu relația 1.150 obținută pentru TECJ. Ca și în cazul TECJ curentul de drenă în regiunea de închidere crește ușor odată cu creșterea tensiunii de drenă. Această creștere este datorată prezenței unei regiuni golite aflată între punctul de închidere al canalului și regiunea de drenă. Lungimea efectivă a canalului este

$$L_{ef} = L - X_d \quad (1.176)$$

unde s-a notat  $X_d$  lățimea acestei zone golite.

Folosind în (1.175)  $L_{ef}$  în locul lui  $L$ , se obține pentru regiunea de închidere formula mult mai precisă:

$$I_D = \frac{k'}{2} \frac{W}{L_{ef}} (V_{GS} - V_t)^2. \quad (1.177)$$

Datorită faptului că  $X_d$  (deci și  $L_{ef}$ ) depinde de tensiunea drenă-sursă și curentul  $I_D$  va depinde de  $V_{DS}$  în regiunea de închidere. Din (1.176) și (1.177) se găsește

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = -\frac{k'}{2} \frac{W}{L_{ef}^2} (V_{GS} - V_t)^2 \frac{dL_{ef}}{dV_{DS}} \quad (1.178)$$

și deci

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \frac{I_D}{L_{ef}} \frac{dX_d}{dV_{DS}}. \quad (1.179)$$

Această relație este analoagă cu relația 1.55 de la tranzistorul bipolar. Urmând o procedură similară cu aceea de la tranzistorul bipolar, se poate defini o tensiune analoagă tensiunii Early deci

$$V_A = \frac{I_D}{\partial I_D / \partial V_{DS}} \quad (1.180)$$

$$V_A = L_{ef} \left[ \frac{dX_d}{dV_{DS}} \right]^{-1} \quad (1.181)$$

Pentru tranzistoarele MOS parametrul cel mai utilizat pentru caracterizarea rezistenței de ieșire este

$$\lambda = \frac{1}{V_A} \quad (1.182)$$

La fel ca și în cazul tranzistorului bipolar, proprietățile de semnal mare ale tranzistorului se pot aproxima presupunând că  $\lambda$  și  $V_A$  sunt constante, independente de punctul static de funcționare. În acest fel se poate formula o mai bună aproximare pentru caracteristicile I-V:

$$I_D = \frac{k'}{2} \frac{W}{L_{ef}} (V_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (1.183)$$

În tranzistoarele MOS reale faptul că în regiunea golită a drenei câmpul electric nu este unidimensional introduce o complicație suplimentară relativ la variația lui  $X_d$  în funcție de tensiune. Câmpul electric are și o componentă verticală dată de diferența de potențial grilă-canal și grilă-drenă. Ca urmare calculul mărimii  $\lambda$  plecând de la structura tranzistorului este dificil<sup>18</sup>, fiind de obicei necesară determinarea experimentală a valorilor lui  $\lambda$ . Parametrul  $\lambda$  depinde liniar de lungimea canalului și este o funcție crescătoare de nivelul de dopare din canal. Valorile tipice pentru  $\lambda$  se plasează în gama 0,05—0,005 V<sup>-1</sup>. De observat că, la fel ca și în cazul TECJ, regiunea de funcționare în care canalul este închis (regiunea de închidere) este denumită deseori *regiune de saturație*.

Graficul dependenței  $I_D$ - $V_{DS}$  este dat în fig. 1.38. Înainte de închiderea canalului tranzistorul se comportă ca un rezistor neliniar controlat prin tensiune.

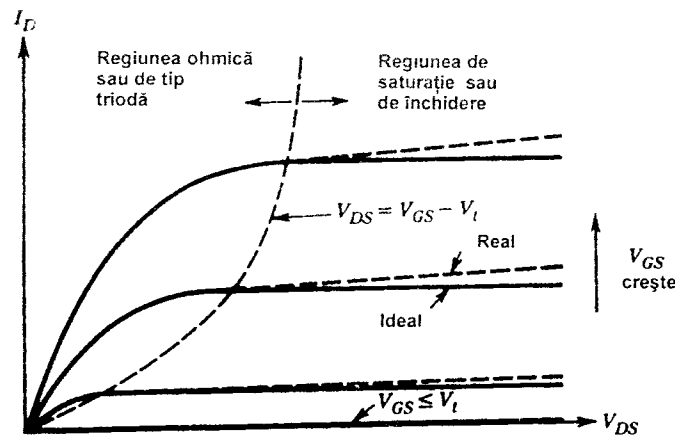


Fig. 1.38 Caracteristicile  $I_D$ - $V_{DS}$  ale tranzistorului NMOS.

Această regiune este denumită deseori regiune *ohmică* sau regiune de tip *triodă*. După închiderea canalului tranzistorul poate fi descris aproximativ printr-o sursă de curent controlată în tensiune. De observat că pentru tranzistoarele NMOS cu canal inițial tensiunea de prag  $V_t$  este negativă iar curentul  $I_D$  este nenul pentru  $V_{GS}=0$ . Pentru tranzistoarele PMOS se schimbă polaritatea tuturor tensiunilor și curenților.

Rezultatele deduse permit formularea unui model de semnal mare pentru tranzistorul MOS. Topologia modelului pentru funcționarea în regiunea de închidere este aceeași ca și pentru TECJ, dată în fig. 1.30, utilizând însă pentru sursa de curent controlată relația 1.175.

### 1.7.2 Limitări în tensiune ale tranzistoarelor MOS

Limitările în tensiune ale tranzistoarelor MOS depind de lungimea  $L$  a canalului. Pentru valori mici ale lui  $L$  (mai mici ca aproximativ  $10\ \mu\text{m}$ ) regiunea golită a drenei exercită o influență apreciabilă asupra canalului. Această influență determină creșterea curentului  $I_D$  odată cu creșterea tensiunii  $V_{DS}$  într-o modalitate asemănătoare cu aceea de la tranzistoarele bipolare (vezi caracteristicile din fig. 1.12).

Pentru valori mari ale lungimii canalului regiunea golită a drenei are un efect minor asupra canalului și ca urmare caracteristicile  $I_D$ - $V_{DS}$  urmăresc îndeaproape caracteristicile ideale din fig. 1.38. Prin creșterea tensiunii  $V_{DS}$  se poate atinge străpungerea joncțiunii drenă-substrat obținându-se o străpungere netă, similară cu aceea din fig. 1.31 pentru tranzistorul cu efect de câmp cu grilă joncțiune.

Suplimentar față de limitările impuse valorii tensiunii  $V_{DS}$  tranzistoarele MOS trebuie protejate și față de valorile excesive ale tensiunii de grilă. Valoarea tipică a tensiunii de străpungere a oxidului grilei este de aproximativ 25–50 V, aplicată între grilă și canal; acest proces este distructiv pentru tranzistor.

## 1.8 MODELUL DE SEMNAL MIC AL TRANZISTORULUI MOS ÎN SATURAȚIE

În continuare relațiile care descriu funcționarea la semnal mare vor fi utilizate pentru deducerea modelului de semnal mic al tranzistorului MOS în regiunea de saturație (regiunea de închidere a canalului). Relațiile importante sunt (1.180) și (1.167).

Din (1.167) se observă că tensiunea sursă-substrat,  $V_{BS}$ , afectează valoarea tensiunii de prag,  $V_t$ , deci și valoarea curentului  $I_D$ ; substratul lucrează ca o a doua grilă, fenomenul fiind denumit *efectul de substrat*. Ca urmare  $I_D$  depinde atât de  $V_{GS}$  cât și de  $V_{BS}$ , iar în modelul de semnal mic din fig. 1.39 vor fi necesare două generatoare de curent comandate în tensiune (deci două transconductanțe). Variațiile tensiunii  $v_{bs}$  (între sursă și substrat) determină curgerea unui curent  $g_{mb}v_{bs}$  de la drenă spre sursă.

De remarcat că în timp ce substratul circuitelor integrate NMOS este conectat în mod uzual la tensiunea de alimentare cea mai negativă din circuit fiind deci în curent alternativ la masă, sursa tranzistorului poate avea un potențial de curent alternativ semnificativ. În model pot fi incluse — în serie cu sursa și cu drenea — și rezistențele parazite date de regiunile de contact; în calculele manuale ele sunt însă de obicei neglijate. Aceste rezistențe depind invers

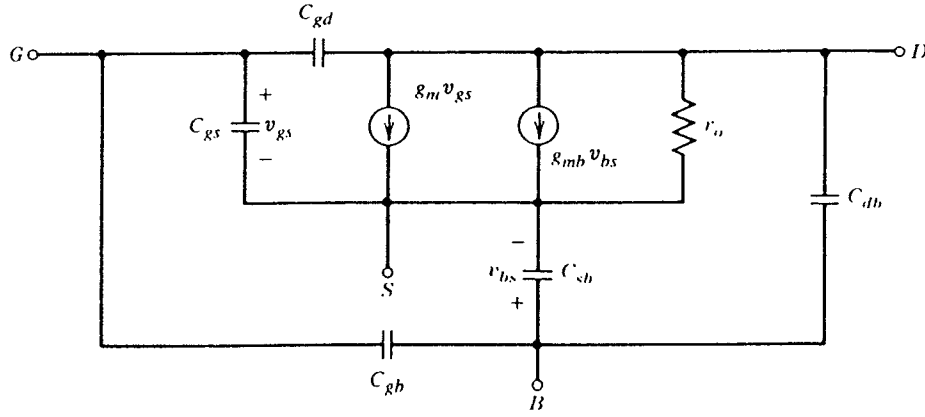


Fig. 1.39 Circuitul echivalent de semnal mic al tranzistorului MOS.

proporțional de lățimea  $W$  a canalului, având valorile tipice de 50—100  $\Omega$ , pentru tranzistoare cu lățimea  $W$  de aproximativ 1  $\mu\text{m}$ .

Parametrii din fig. 1.39 se determină din (1.183) prin diferențiere:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = k' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)(1 + \lambda V_{DS}) . \quad (1.184)$$

Dacă  $\lambda V_{DS} \ll 1$  această relație se aproximează prin:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = k' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) = \sqrt{2k' \frac{W}{L} I_D} . \quad (1.185)$$

La fel ca și la TECJ, dar diferit situația de la tranzistorul bipolar, transconductanța TECMOS depinde atât de curentul de polarizare cât și de raportul  $W/L$  (și de asemenea de grosimea oxidului prin intermediul lui  $k'$ ). Urmând aceeași cale ca și pentru  $g_m$  se găsește:

$$g_{mb} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} = -k' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)(1 + \lambda V_{DS}) \frac{\partial V_t}{\partial V_{BS}} . \quad (1.186)$$

Din (1.167) se obține

$$\frac{\partial V_t}{\partial V_{BS}} = - \frac{\gamma}{2 \sqrt{2 \phi_f + V_{SB}}} = -\chi , \quad (1.187)$$

care este totodată și relația de definiție pentru parametrul  $\chi$ . Acest parametru exprimă rata de variație a tensiunii de prag față de variația tensiunii de polarizare a substratului. Înlocuind (1.168) în (1.187) și folosind (1.20) rezultă

$$\chi = \frac{C_{js}}{C_{ox}} , \quad (1.188)$$

unde  $C_{js}$  este capacitatea pe unitatea de arie a regiunii golite de sub canal, presupunându-se că joncțiunea este abruptă asimetrică și că diferența internă de potențial este  $\psi_0 = 2\phi_f$ .

Înlocuind (1.168) în (1.187) se obține:

$$g_{mb} = \frac{\gamma k' (W/L) (V_{GS} - V_t) (1 + \lambda V_{DS})}{2 \sqrt{2 \phi_f + V_{SB}}} . \quad (1.189)$$

Din nou, dacă  $\lambda V_{DS} \ll 1$  această relație se aproximează prin:

$$g_{mb} = \frac{\gamma \sqrt{k' (W/L) I_D}}{\sqrt{2 (2 \phi_f + V_{SB})}} . \quad (1.190)$$

O mărime importantă este raportul  $g_{mb}/g_m$ , care rezultă din (1.184) și (1.189):

$$\frac{g_{mb}}{g_m} = \frac{\gamma}{2 \sqrt{2 \phi_f + V_{SB}}} = \chi . \quad (1.191)$$

Valorile tipice ale factorului  $\chi$  sunt cuprinse în gama 0,1–0,3.

Rezistența de ieșire de semnal mic se obține direct din (1.178)

$$r_o = \left[ \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right]^{-1} = \frac{L_{ef}}{I_D} \left[ \frac{dX_d}{dV_{DS}} \right]^{-1} \quad (1.192)$$

care prin utilizarea relațiilor 1.181 și 1.182 capătă forma:

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{V_A}{I_D} . \quad (1.193)$$

În modelul de semnal mic din fig. 1.39 sunt prezente și capacități. Dintre acestea numai capacitatea grilă-sursă,  $C_{gs}$ , este intrinsecă din punctul de vedere al funcționării tranzistorului. Capacitățile  $C_{sb}$  și  $C_{db}$  sunt „parazite” corespunzând regiunilor golite substrat-sursă și respectiv substrat-drenă. Expresiile lor sunt, în conformitate cu (1.21)

$$C_{sb} = \frac{C_{sb0}}{\left[ 1 + \frac{V_{SB}}{\psi_0} \right]^{1/2}} , \quad (1.194)$$

$$C_{db} = \frac{C_{db0}}{\left[ 1 + \frac{V_{DB}}{\psi_0} \right]^{1/2}} . \quad (1.195)$$

Aceste capacități sunt proporționale cu aria regiunii grilei și a sursei (inclusiv zona laterală);  $C_{sb}$  include și capacitatea corespunzătoare regiunii golite dintre canalul indus și substrat.

Capacitatea  $C_{gb}$  - conectată între grilă și substrat - modelează capacitatea parazită formată din materialul de contact al grilei, oxid și substrat în afara ariei active a tranzistorului. Aceasta este o capacitate constantă care modelează cuplajul dintre traseele din polisiliciu și/sau metal și substrat. De fapt capacități parazite de acest tip sunt asociate tuturor traseelor din polisiliciu sau metal de pe cip; ele trebuie luate în considerație atunci când se simulează sau se calculează performanțele la înaltă frecvență ale circuitelor sau dispozitivelor. Valorile tipice

depind de grosimea oxidului și se plasează în gama 0,04—0,15 fF/( $\mu\text{m}^2$  de interconexiune); efectele date de dispersia câmpului electric devin importante pentru linii subțiri (având lățimi de ordinul  $\mu\text{m}$  sau mai puțin).

Capacitățile  $C_{gs}$  și  $C_{gd}$  sunt conectate între grilă și sursă, respectiv drenă. Notând  $C_{ox}$  capacitatea grilă-canal pe unitatea de arie, capacitatea totală a grilei este  $C_{ox}WL$ . Această capacitate este intrinsecă din punctul de vedere al funcționării tranzistorului, modelând controlul grilei asupra conductanței canalului. În regiunea ohmică de funcționare a tranzistorului această capacitate se împarte egal între sursă și drenă astfel că  $C_{gs} = C_{gd} = C_{ox}WL/2$ . În regiunea de saturație canalul este foarte îngust la capătul dinspre drenă, tensiunea de drenă exercitând o influență mică atât asupra canalului cât și asupra sarcinii grilei. Ca urmare în regiunea de saturație partea intrinsecă a capacității  $C_{gd}$  este practic nulă iar  $C_{gd}$  constă de fapt din capacitatea parazită constantă determinată de zona în care grila se suprapune peste substrat. Pentru tranzistoare de mărime mică această capacitate este de ordinul a 1—10 fF.

Pentru determinarea expresiei capacității  $C_{gs}$  în condițiile funcționării în regiunea de saturație trebuie calculată mai întâi sarcina totală  $Q_T$  stocată în canal, prin integrarea expresiei 1.170:

$$Q_T = W C_{ox} \int_0^L [V_{GS} - V(y) - V_t] dy. \quad (1.196)$$

Înlocuind  $dV/dy$  din (1.172) în (1.196) se găsește

$$Q_T = \frac{W^2 C_{ox}^2 \mu_n}{I_D} \int_0^{V_{GS} - V_t} (V_{GS} - V - V_t)^2 dV \quad (1.197)$$

unde limita  $V = V_{GS} - V_t$  corespunde la  $y = L$ , în saturație. Efectuând integrala în (1.197) și folosind (1.174) și (1.175) se obține

$$Q_T = \frac{2}{3} WL C_{ox} (V_{GS} - V_t) \quad (1.198)$$

deci

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_T}{\partial V_{GS}} = \frac{2}{3} WL C_{ox}. \quad (1.199)$$

În  $C_{gs}$  apare suplimentar și contribuția capacității parazite a oxidului determinată de zona în care grila se suprapune peste regiunea sursei.

Frecvența  $f_T$  a TECMOS este dată de expresia 1.161 în care însă  $C_{gs}$  se înlocuiește cu  $C_{gb}$ . Pentru a analiza modul în care depinde frecvența  $f_T$  de parametrii de dispozitiv și de proces se presupune că partea intrinsecă a capacității  $C_{gs}$  este dominantă; din (1.161) rezultă:

$$f_T = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_{gs}}. \quad (1.200)$$

Înlocuind în (1.200)  $g_m$  dat de (1.185) și  $C_{gs}$  dat de (1.199) se găsește că în cazul TECMOS

$$f_T = 1,5 \frac{\mu_n}{2\pi L^2} (V_{GS} - V_t). \quad (1.201)$$

Este interesant de comparat această frecvență cu frecvența intrinsecă  $f_T$  a unui tranzistor bipolar (capacitățile parazite asociate regiunilor golite se neglijează). Conform cu (1.128)

$$f_T = \frac{1}{2\pi\tau_F} \quad (1.202)$$

din care, prin înlocuirea lui  $\tau_F$  (relația 1.99) și ținând cont de relația lui Einstein  $D_n/\mu_n = kT/q = V_T$ , rezultă:

$$f_T = 2 \frac{\mu_n}{2\pi W_B^2} V_T. \quad (1.203)$$

Asemănarea între relațiile 1.201 și 1.203 este remarcabilă. În ambele cazuri frecvența intrinsecă a tranzistorului crește cu inversul pătratului unei dimensiuni critice de-a lungul căreia se petrece tranzitul purtătorilor. Tensiunea  $V_T=26$  mV este constantă pentru tranzistorul bipolar; frecvența  $f_T$  a TECMOS poate fi crescută prin operarea tranzistorului la valori mari ale  $(V_{GS}-V_T)$ . Trebuie observat că grosimea bazei unui tranzistor bipolar, care este o dimensiune verticală determinată de procesele de difuzie sau de implantare, poate fi făcută mult mai mică decât lungimea  $L$  a canalului unui TECMOS, care depinde de geometria orizontală și de procesele fotolitografice. Ca urmare, în general, tranzistoarele bipolare au frecvența  $f_T$  mai mare decât TECMOS fabricate prin procese comparabile.

În încheiere trebuie observat că expresia 1.201 a fost dedusă presupunând pentru TECMOS o caracteristică pătratică. Totuși, deoarece TECMOS submicronice se depărtează semnificativ de caracteristica pătratică (vezi Secțiunea 1.9), rezultatul se modifică în sensul că  $f_T$  crește ca  $L^{-1}$  și nu ca  $L^{-2}$ .

## ■ EXEMPLU

Să se deducă elementele circuitului echivalent de semnal mic pentru un TECMOS care funcționează în punctul static  $I_D=100 \mu A$ ,  $V_{SB}=2$  V,  $V_{DS}=5$  V. Parametrii de dispozitiv sunt:  $\phi_f=0,3$  V,  $W=30 \mu m$ ,  $L=10 \mu m$ ,  $\gamma=0,5$  V<sup>1/2</sup>,  $k'=16 \mu A/V^2$ ,  $\lambda=0,02$  V<sup>-1</sup>,  $t_{ox}=0,1 \mu m$ ,  $\psi_0=0,6$  V,  $C_{sbo}=C_{dso}=0,1$  pF. Capacitatea dată de suprapunerea grilă-sursă și grilă-drenă este de 0,01 pF. Se va presupune  $C_{gb}=0,005$  pF.

Din (1.185) se obține valoarea transconductanței  $g_m$

$$g_m = \sqrt{2k' \frac{W}{L} I_D} = \sqrt{2 \times 16 \times 3 \times 100} \mu A/V = 98 \mu A/V.$$

din (1.193) a transconductanței  $g_{mb}$

$$g_{mb} = \frac{\gamma \sqrt{k' \frac{W}{L} I_D}}{\sqrt{2(2\phi_f + V_{SB})}} = \frac{0,5 \sqrt{16 \times 3 \times 100}}{\sqrt{2 \times 2,6}} \mu A/V = 15,2 \mu A/V.$$

iar din (1.193) valoarea rezistenței de ieșire

$$r_o = \frac{1000}{0,02 \times 100} k\Omega = 500 k\Omega.$$





### 1.9 EFECTE DE CANAL SCURT ÎN TEC

Evoluția tehnologiilor de fabricație a circuitelor integrate a condus la o continuă reducere atât a dimensiunilor verticale cât și orizontale ale dispozitivelor active. De asemenea s-a micșorat și dimensiunea minimă permisă pentru dispozitivele pasive. Această reducere a fost determinată în primul rând de aspectul economic: pe o aceeași plachetă se pot fabrica astfel mai multe dispozitive și circuite. În al doilea rând apare și avantajul creșterii performanțelor de frecvență ale dispozitivelor active deoarece valoarea intrinsecă a  $f_T$  crește odată cu reducerea dimensiunilor în timp ce valoarea capacităților parazite se micșorează.

În procesele de fabricație industriale, dimensiunile verticale de exemplu grosimea bazei unui tranzistor bipolar sunt acum de ordinul a  $0,05 \mu\text{m}$  sau mai puțin; dimensiunile orizontale, de exemplu lățimea unui emitor sau lățimea grilei unui TEC, pot fi semnificativ mai mici de  $1 \mu\text{m}$ . Chiar și pentru aceste dimensiuni foarte mici modelele de semnal mare și semnal mic ale tranzistorului bipolar prezentate în secțiunile precedente rămân valabile. Pentru toate tipurile de TEC apar efecte semnificative de canal scurt pentru lungimi ale canalului de ordinul unui  $\mu\text{m}$ , sau mai puțin, impunând modificarea modelelor pentru TEC prezentate anterior. Principalul efect constă în modificarea caracteristicii de transfer  $I_D-V_{GS}$  de la forma clasică pătratică la o formă liniară. Totuși trebuie observat că, chiar în procesele submicronice, multe din TEC folosite într-un circuit analogic sunt în mod deliberat făcute de dimensiuni mai mari decât detaliul minim și ca urmare pot fi bine approximate de către modelul pătratic.

Cel mai important efect de canal scurt la TEC este determinat de saturarea vitezei purtătorilor în canal<sup>19</sup>. Pentru valori mici ale intensității câmpului electric este valabilă relația liniară — presupusă de (1.171) și (1.172) — între viteza purtătorilor și intensitatea câmpului electric. La valori mari ale intensității câmpului electric viteza purtătorilor se apropie de viteza termică și ca urmare viteza purtătorilor crește mult mai încet odată cu creșterea intensității câmpului electric. Această situație este ilustrată în fig. 1.41 în care se prezintă valorile tipice, determinate experimental, ale vitezei de drift,  $v_d$ , a electronilor în funcție de componenta paralelă cu suprafața cipului a câmpului electric,  $\mathcal{E}$ , din canalul conductor al unui tranzistor NMOS. Se observă că la valori mici ale câmpului viteza este proporțională cu intensitatea câmpului, în timp ce la valori mari ale câmpului viteza se saturează atingând o valoare constantă denumită viteza limită,  $v_{lim}$ .

O aproximație analitică de prim ordin a acestei dependențe este

$$v_d = \frac{\mu_n \mathcal{E}}{1 + \mathcal{E}/\mathcal{E}_c} \quad (1.204)$$

unde  $\mathcal{E}_c = 1,5 \times 10^6 \text{ V/m}$  iar  $\mu_n = 0,07 \text{ m}^2/\text{Vs}$  este valoarea mobilității în câmpuri slabe. Relația 1.204 este trasată grafic în fig. 1.41. Din (1.204) se observă că pentru câmpuri foarte intense ( $\mathcal{E} \rightarrow \infty$ )  $v_d = v_{lim} = \mu_n \mathcal{E}_c$ . De asemenea, pentru o valoare a intensității câmpului electric egală cu  $\mathcal{E}_c$  viteza purtătorilor este mai mică cu un factor de 2 față de valoarea prezisă de formula valabilă la câmpuri mici. Pentru un tranzistor care are lungimea canalului de  $1 \mu\text{m}$ , o cădere de tensiune în lungul canalului de numai  $1,5 \text{ V}$  determină o valoare medie a intensității câmpului electric egală cu  $\mathcal{E}_c$ . Această situație apare cu ușurință în TEC MOS de dimensiuni mici. Pentru tranzistoarele PMOS se obțin rezultate similare.

Pentru a exemplifica efectele limitării vitezei purtătorilor asupra caracteristicilor TEC se va considera cazul TEC MOS. Urmărind linia de analiză din Secțiunea 1.7.1 acum se va utiliza relația mult mai generală

$$I_D = W Q_i(y) v_d(y) . \quad (1.205)$$

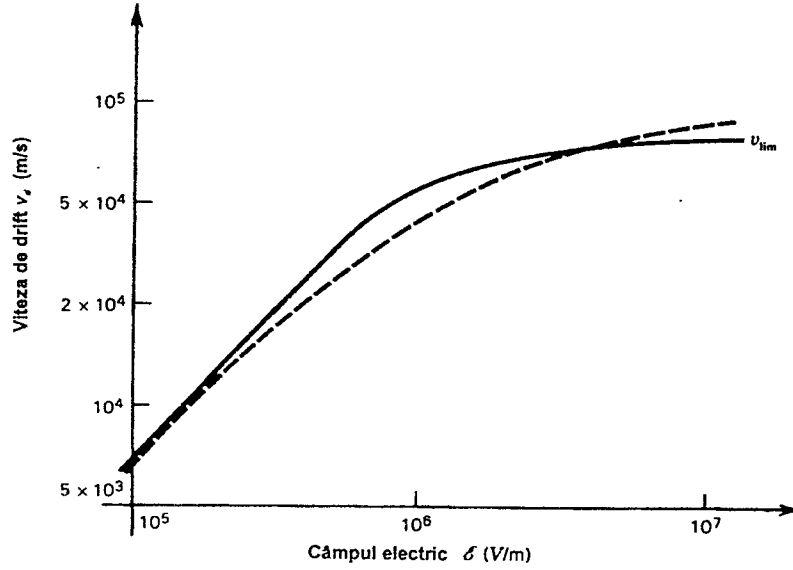


Fig. 1.41 Valorile tipice determinate experimental ale dependenței vitezei de drift a electronilor,  $v_d$ , în funcție de componenta tangențială a câmpului electric  $\mathcal{E}$  într-un canal de inversie MOS (linia plină). Cu linie întreruptă este prezentată aproximația (1.204) în care  $\mathcal{E}_c = 1,5 \times 10^6$  V/m și  $\mu_n = 0,07$  m<sup>2</sup>/Vs.

Înlocuind (1.204) în (1.205) și ținând cont că

$$\mathcal{E} = \frac{dV}{dy} \quad (1.206)$$

se obține

$$I_D \left[ 1 + \frac{1}{\mathcal{E}_c} \frac{dV}{dy} \right] = W Q_i(y) \mu_n \frac{dV}{dy} . \quad (1.207)$$

Se observă că dacă  $\mathcal{E}_c \rightarrow \infty$ , limitarea vitezei purtătorilor devine neglijabilă și (1.207) se apropie de relația originală 1.172. Integrând (1.207) în lungul canalului se obține

$$\int_0^L I_D \left[ 1 + \frac{1}{\mathcal{E}_c} \frac{dV}{dy} \right] dy = \int_0^{V_{DS}} W Q_i(y) \mu_n dV , \quad (1.208)$$

deci

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2 \left[ 1 + \frac{1}{\mathcal{E}_c} \frac{V_{DS}}{L} \right]} \frac{W}{L} [ 2 (V_{GS} - V_t) V_{DS} - V_{DS}^2 ] . \quad (1.209)$$

Mărima  $V_{DS}/L$  din (1.209) poate fi interpretată ca fiind valoarea medie a intensității câmpului electric în canal. Dacă ea este comparabilă cu  $\mathcal{E}_c$  valoarea curentului de drenă pentru o tensiune  $V_{DS}$  dată va fi mai mică decât aceea dată de expresia 1.173. Expresia 1.209 este valabilă în regiunea de tip triodă. Caracteristica de transfer în saturație se obține înlocuind în (1.209) condiția  $V_{DS} = V_{GS} - V_t$ :

$$I_D = \frac{k'}{2[1 + \theta(V_{GS} - V_t)]} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \quad (1.210)$$

unde  $\theta = 1/L\mathcal{E}_c$  având dimensiunea  $V^{-1}$ . Pentru  $L = 1 \mu m$ , o valoare tipică este  $\theta \approx 0,7 V^{-1}$ . De observat că deși în prezența limitării vitezei purtătorilor tranzistorul intră în regiunea de saturație la  $V_{DS} < V_{GS} - V_t$  expresia 1.210 oferă încă o bună estimare a curentului de saturație.

Până în acest punct s-au luat în considerație numai efectele date de componenta tangențială (în lungul canalului) a câmpului electric. Există însă și o componentă normală (perpendiculară pe direcția canalului) determinată de tensiunea de grilă și care influențează și ea mobilitatea purtătorilor. Deoarece componenta normală a câmpului depinde de valoarea tensiunii  $V_{GS}$  modelarea empirică a acestui efect se poate face prin modificarea în (1.210) a valorii parametrului  $\theta$ . În practică,  $\theta$  se determină experimental urmărindu-se obținerea celei mai bune potriviri între model și datele experimentale. Revenind la expresia curentului de drenă observăm că pentru lungimi foarte mici ale canalului  $\theta$  devine mare și (1.210) se reduce la:

$$I_D \sim (V_{GS} - V_t) . \quad (1.211)$$

Deci caracteristica TEC tinde spre o funcție de transfer *liniară* pe măsură ce lungimea canalului devine foarte mică (mai mică de  $1 \mu m$ ).

Expresia 1.210 are o reprezentare de circuit foarte simplă. Efectul de saturare a vitezei purtătorilor se modelează prin intermediul unui circuit format dintr-un TECMOS ideal, cu o caracteristică de transfer pătratică și o rezistență  $R_{SX}$  în serie cu sursa. Se notează  $V'_{GS}$  tensiunea între grila și sursa TEC ideal și  $V_{GS}$  tensiunea totală care include și căderea de tensiune pe rezistența  $R_{SX}$ . Deoarece

$$I_D = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V'_{GS} - V_t)^2 \quad (1.212)$$

și

$$V_{GS} = V'_{GS} + I_D R_{SX} \quad (1.213)$$

rezultă

$$I_D = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V'_{GS} - I_D R_{SX} - V_t)^2 . \quad (1.214)$$

Prin rearanjarea expresiei 1.214 se obține:

$$I_D = \frac{\mu C_{ox}}{2 \left[ 1 + \mu C_{ox} \frac{W}{L} R_{SX} (V_{GS} - V_t) \right]} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 . \quad (1.215)$$

Expresia 1.215 capătă exact forma (1.210) dacă se identifică

$$\theta = \mu C_{ox} \frac{W}{L} R_{SX} . \quad (1.216)$$

Înlocuind  $\theta = 1/L\mathcal{E}_c$  în (1.216) se obține:

$$R_{SX} = \frac{1}{\mathcal{E}_c} \frac{1}{\mu C_{ox}} \frac{1}{W} . \quad (1.217)$$

Deci influența saturației vitezei purtătorilor asupra caracteristicilor de semnal mare ale TEC se poate modela, într-o abordare de prim ordin, prin introducerea unei rezistențe în serie cu sursa unui tranzistor ideal. De observat că  $R_{SX}$  variază invers proporțional cu  $W$ , la fel ca și rezistențele serie fizice intrinseci date de regiunile de contact ale sursei și drenei.

Tipic,  $R_{SX}$  este mai mare decât rezistențele serie fizice. Pentru  $W=2\text{ }\mu\text{m}$ ,  $\mu C_{ox}=40\text{ }\mu\text{A/V}^2$  și  $\mathcal{E}_c=1,5\times 10^6\text{ V/m}$  se obține  $R_{SX}=8\text{ k}\Omega$ .

Analiza prezentată a dezvoltat un model modificat de semnal mare pentru TECMOS care a inclus efectele date de saturația vitezei purtătorilor. Modelarea la semnal mic a TECMOS de dimensiuni mici se poate face prin utilizarea circuitului echivalent din fig. 1.39 cu condiția ca valorile  $g_m$  și  $g_{mb}$  să fie modificate astfel încât să țină cont de efectele limitării vitezei purtătorilor, utilizându-se relația 1.210.

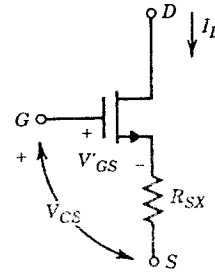


Fig. 1.42 Modelarea saturației vitezei purtătorilor în cazul TECMOS.

## 1.10 CONDUȚIA SUB PRAG A TECMOS

Analiza TECMOS din Secțiunea 1.7 s-a focalizat pe regiunea normală de funcționare în care sub grilă există un canal conductor bine definit. S-a presupus că modificările tensiunii de grilă determină schimbări numai în sarcina din canal și nu și în regiunea golită de sub canal. Totuși pentru tensiuni de grilă mai mici decât valoarea extrapolată a tensiunii de prag  $V_t$ , tensiunea aplicată pe grilă afectează atât sarcina din regiunea golită cât și sarcina din canal care, acum, deși este foarte mică nu este însă nulă. Deci pentru  $V_{GS} < V_t$  prin tranzistor trece un curent finit (dar mic) astfel că în această regiune relația 1.175 nu mai este valabilă. Electronii din regiunea  $n^+$  a sursei (în cazul unui tranzistor NMOS) pot depăși bariera de potențial față de substratul de tip  $p$  ajungând în regiunea canalului. Acest proces este similar cu procesul de intrare în conducție a unui tranzistor bipolar; de fapt caracteristicile TECMOS în această regiune (denumită și regiune de *inversie slabă*) sunt foarte asemănătoare cu cele ale tranzistorului bipolar. Analiza funcționării sub prag arată<sup>20</sup> că în această regiune caracteristicile TECMOS sunt descrise de relația

$$I_D = k_x \frac{W}{L} e^{V_{GS}/nV_T} (1 - e^{-V_{DS}/V_T}) \quad (1.218)$$

unde  $k_x$  depinde de proces iar  $n \approx 1,5$ . În acest caz valoarea lui  $n$  nu este unitară (așa cum este pentru tranzistorul bipolar) deoarece tensiunea aplicată  $V_{GS}$  este susținută parțial de potențialul de la suprafață și parțial de tensiunea pe regiunea golită.

Pentru a se ilustra acest efect caracteristica determinată experimental a unui tranzistor NMOS a fost trasată în fig. 1.43 folosindu-se trei scări diferite. Pentru acest tranzistor  $W=20\text{ }\mu\text{m}$  și  $L=20\text{ }\mu\text{m}$  astfel că efectele de canal scurt sunt neglijabile.

În fig. 1.43a caracteristica de transfer a fost trasată folosind scări liniare. Graficul din fig. 1.43b folosește aceleași date experimentale și reprezintă dependența  $\sqrt{I_D}$  în funcție de  $V_{GS}$ . Linia dreaptă care se obține arată că tranzistorul are o caracteristică de transfer apropiată de caracteristica pătratică ideală.

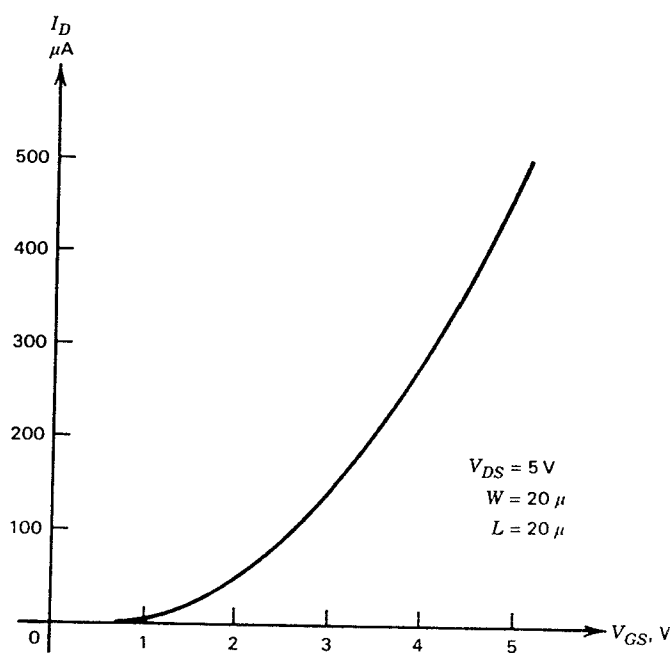


Fig. 1.43a Caracteristica de transfer determinată experimental a unui tranzistor NMOS, trasată folosind scări liniare.

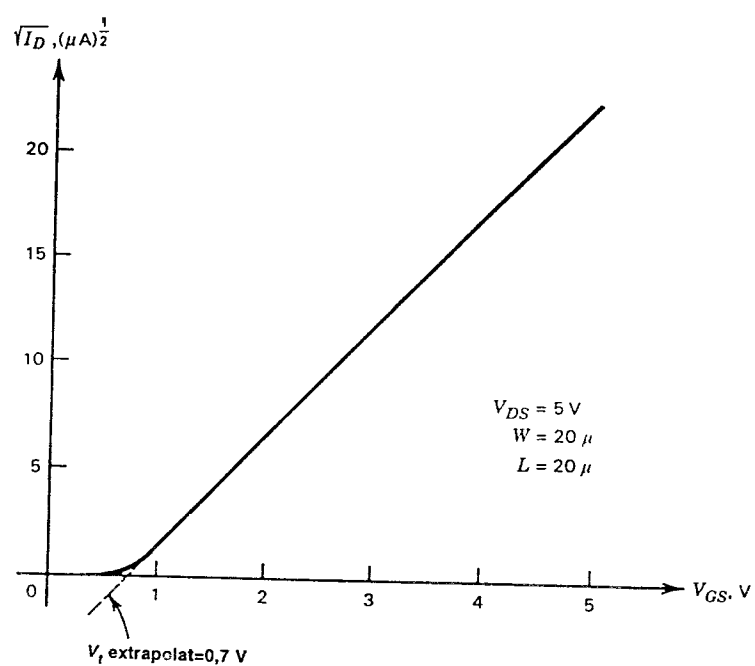


Fig. 1.43b Caracteristica din fig. 1.43a trasată ca  $\sqrt{I_D}$  în funcție de  $V_{GS}$ ; se pune în evidență caracteristica pătratică.

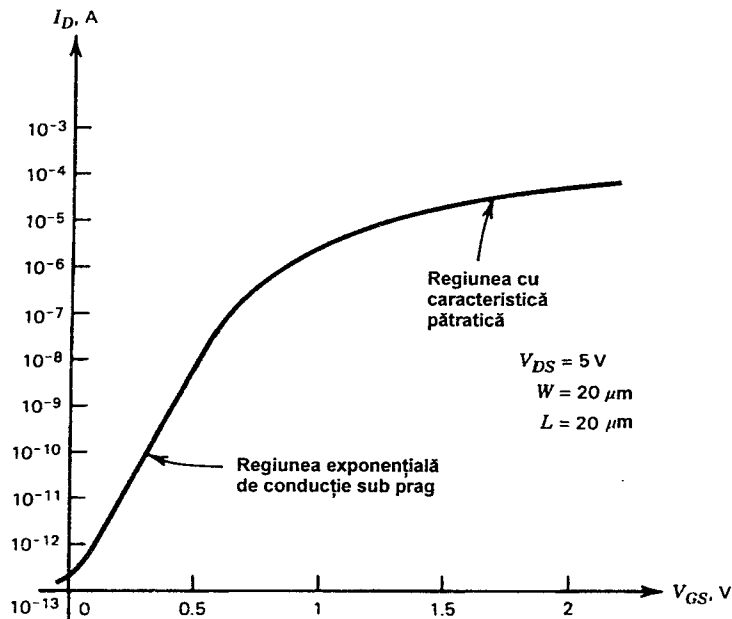


Fig. 1.43c Caracteristica din fig. 1.43a trasată folosind scări semilogaritmice; se pune în evidență caracteristica exponențială pentru conducție sub prag.

Reprezentări grafice de acest tip sunt utilizate curent pentru determinarea prin extrapolarea tensiunii  $V_t$  (0,7 V în acest caz) și, din panta caracteristicii, a mărimii  $k'$  ( $54 \mu\text{A}/\text{V}^2$  în acest caz). De observat că în apropierea tensiunii de prag curba se abate de la linia dreaptă care corespunde caracteristicii pătratice. Această zonă constituie zona de conducție sub prag. Al treilea grafic apare în fig. 1.43c unde s-au folosit scări semilogaritmice. Linia dreaptă care se obține pentru  $V_{GS} < V_t$  se potrivește cu (1.218) pentru  $n=1,5$ . Pentru valori ale curentului sub  $10^{-12}$  A efectul curenților reziduali devine evident.

Funcționarea sub prag își găsește o utilizare majoră în aplicațiile care cer o putere foarte mică și acceptă o frecvență de lucru relativ joasă. Limitarea la valori relativ joase a frecvenței este dată de faptul că  $f_T$  a TECMOS devine foarte mică. Într-adevăr, după cum rezultă din (1.161), deoarece capacitățile tranzistorului la curenți foarte mici de polarizare sunt practic constante iar transconductanța de semnal mic  $g_m$ , calculată cu (1.218), ajunge să fie proporțională cu  $I_D$ , se deduce că valoarea frecvenței  $f_T$  devine foarte mică la valori foarte mici ale curentului  $I_D$ .

## 1.11 CURENTUL DE SUBSTRAT AL TECMOS

În Secțiunea 1.3.4 s-au discutat efectele străpunerii în avalanșă asupra caracteristicilor tranzistorului bipolar. Pe măsură ce crește polarizarea inversă a dispozitivului, purtătorii care traversează regiunile golite câștigă suficientă energie astfel încât pot să creeze prin ciocniri cu rețeaua noi perechi electron-gol. Acest proces este cunoscut sub denumirea de *ionizare prin șoc*. În cele din urmă, la valori suficient de mari ale tensiunii, procesul de ionizare prin șoc conduce la apariția unor curenți mari datorită multiplicării în avalanșă.

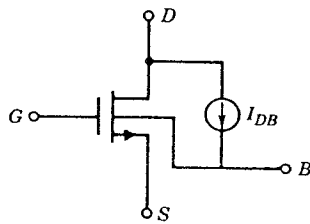


Fig. 1.44 Modelarea ionizării prin șoc la TECMOS printr-un generator de curent conectat între drenă și substrat.

Datorită acestui proces, pentru valori ale tensiunii colector-bază mult mai mici decât tensiunea de străpungere, prin joncțiunea colector-bază curge un mic curent suplimentar, cu un efect evident neimportant asupra caracteristicilor tranzistorului.

Procesul de ionizare prin șoc apare și la TECMOS având însă un efect complet diferit asupra caracteristicilor tranzistorului. Electronii din canal (în cazul NMOS) creează în regiunea golită a drenei, prin ciocniri cu rețeaua, perechi electroni-gol. Unele din goliurile rezultante curg spre substrat dând naștere unui curent de substrat (electronii creați în acest proces ies prin terminalul de drenă). Se constată că, spre deosebire de ceea ce se întâmplă în cazul tranzistorului bipolar, purtătorii

creați prin ionizare prin șoc nu sunt obligați să rămână în interiorul tranzistorului.

Efectul dat de acest fenomen se modelează prin intermediul unui generator de curent  $I_{DB}$  conectat între drenă și substratul tranzistorului, după cum se indică în fig. 1.44, unde s-a considerat un tranzistor NMOS. Valoarea acestui curent de substrat depinde de căderea de tensiune pe regiunea golită a drenei (care determină energia electronilor din canal care ionizează) și de asemenea și de curentul de drenă (care este rata cu care electronii din canal intră în regiunea golită). Pentru curentul de substrat  $I_{DB}$  s-a determinat<sup>21</sup> empiric următoarea expresie:

$$I_{DB} = K_1 (V_{DS} - V_{DSSat}) I_D e^{-K_2/(V_{DS} - V_{DSSat})} \quad (1.219)$$

În (1.219)  $K_1$  și  $K_2$  sunt parametrii dependenți de proces iar  $V_{DSSat}$  este valoarea  $V_{DS}$  la care caracteristicile de drenă intră în regiunea de saturație. Valorile tipice pentru tranzistoarele NMOS sunt  $K_1 = 5 \text{ V}^{-1}$  și  $K_2 = 30 \text{ V}$ . Acest efect este mult mai puțin semnificativ în cazul tranzistoarelor PMOS deoarece eficiența cu care goliurile din canal creează perechi electron-gol este mult mai mică decât aceea a electronilor.

Efectul major al acestui fenomen asupra performanțelor de circuit este acela că apare o rezistență parazită drenă-substrat. Deoarece substratul unui tranzistor NMOS, într-un proces care folosește un substrat de tip  $p$ , este punct de masă în curent alternativ (terminalul comun de substrat trebuie întotdeauna conectat la sursa cea mai negativă din circuit) rezistența parazită suntează drenea la masă ceea ce poate constitui un factor limitativ pentru multe circuite. Conductanța de semnal mic drenă-substrat se determină prin derivarea relației 1.219:

$$g_{db} = \frac{\partial I_{DB}}{\partial V_D} = K_2 \frac{I_{DB}}{(V_{DS} - V_{DSSat})^2} \quad (1.220)$$

unde s-a presupus că grila și sursa sunt menținute la potențiale constante.

## ■ EXEMPLU

Să se calculeze  $r_{db} = 1/g_{db}$  pentru  $V_{DS} = 2 \text{ V}$  și  $4 \text{ V}$  și să se compare cu rezistența  $r_o$  a tranzistorului. Se va presupune  $I_D = 100 \mu\text{A}$ ,  $\lambda = 0,05 \text{ V}^{-1}$  și  $V_{DSSat} = 0,3 \text{ V}$ .



Pentru  $V_{DS}=2$  V din (1.219) se obține:

$$I_{DB} = 5 \times 1,7 \times 100 \times 10^{-6} \times e^{-30/1,7} = 1,8 \times 10^{-11} \text{ A} .$$

Din (1.220) se obține:

$$g_{db} = 30 \times 1,8 \times 10^{-11} \times \frac{1}{1,7^2} = 1,9 \times 10^{-10} \text{ A/V}$$

și, deci,

$$r_{db} = 5,3 \times 10^9 \Omega .$$

Această valoare este neglijabilă în comparație cu

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{1}{0,05 \times 100 \times 10^{-6}} = 200 \text{ k}\Omega .$$

Pentru  $V_{DS}=4$  V se găsește:

$$I_{DB} = 5 \times 3,7 \times 100 \times 10^{-6} \times e^{-30/3,7} = 5,6 \times 10^{-7} \text{ A} .$$

Se constată că la  $V_{DS}=4$  V curentul de substrat este de aproximativ 0,5 % din curentul de drenă și că

$$g_{db} = 30 \times 5,6 \times 10^{-7} \times \frac{1}{3,7^2} = 1,2 \times 10^{-6} \text{ A/V}$$

corespunzând unei rezistențe  $r_{db}=815 \text{ k}\Omega$ , care este comparabilă cu  $r_o$ . Acest efect poate avea un efect dominant asupra surselor de curent cu impedanță mare de ieșire (vezi *Capitolul 4*).

## ANEXĂ

### A1.1 Rezumat al parametrilor dispozitivelor active

#### (a) Parametrii tranzistoarelor bipolare (TB)

---

Funcționarea la semnal mare în regiunea activă directă

---

Curentul de colector

$$I_C = I_S \exp \frac{V_{BE}}{V_T}$$

---

Funcționarea la semnal mic în regiunea activă directă

---

Transconductanța

$$g_m = \frac{q I_C}{k T}$$

Rezistența de intrare

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m}$$

**Parametrii tranzistoarelor bipolare (continuare)**

## Funcționarea la semnal mic în regiunea activă directă (continuare)

Rezistența de ieșire	$r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{1}{\eta g_m}$
Rezistența colector-bază	$r_\mu = (1-5) \beta_0 r_o$
Capacitatea corespunzătoare sarcinii din bază	$C_b = \tau_F g_m$
Capacitatea de intrare	$C_\pi = C_b + C_{je}$
Capacitatea de barieră a joncțiunii emitor-bază în regiunea activă directă	$C_{je} \approx 2 C_{je0}$
Capacitatea joncțiunii colector-bază (npn)	$C_\mu = \frac{C_{\mu 0}}{\left[1 - \frac{V_{BC}}{\psi_{0c}}\right]^{n_i}}$
Capacitatea joncțiunii colector-substrat (pnp)	$C_{cs} = \frac{C_{cs0}}{\left[1 - \frac{V_{SC}}{\psi_{0s}}\right]^{n_i}}$
Frecvența de tăiere	$f_T = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu}$
Timpul de tranzit efectiv	$\tau_T = \frac{1}{2\pi f_T} = \tau_F + \frac{C_{je}}{g_m} + \frac{C_\mu}{g_m}$
Câștigul maxim	$g_m r_o = \frac{V_A}{V_T}$

**(b) Parametrii TECJ**

## Funcționarea la semnal mare în regiunea activă directă

Curentul de drenă	$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right]^2 = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} (V_{GS} - V_P)^2$
-------------------	------------------------------------------------------------------------------------------------

## Funcționarea la semnal mic în regiunea activă directă

Transconductanța	$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right]$
Rezistența de ieșire	$r_o = \frac{1}{\lambda I_D}$
Capacitatea joncțiunii grilă-sursă	$C_{gs} = \frac{C_{gs0}}{\left[ 1 + \frac{V_{GS}}{\psi_0} \right]^{1/3}}$
Capacitatea joncțiunii grilă-drenă	$C_{gd} = \frac{C_{gd0}}{\left[ 1 + \frac{V_{GD}}{\psi_0} \right]^{1/3}}$
Capacitatea joncțiunii grilă-substrat	$C_{gss} = \frac{C_{gss0}}{\left[ 1 + \frac{V_{GSS}}{\psi_0} \right]^{1/3}}$
Frecvența de tăiere	$f_T = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd} + C_{gss}}$

## (c) Parametrii TECMOS

## Funcționarea la semnal mare

Curentul de drenă direct, în regiunea activă	$I_D = \frac{\mu C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2$
Curentul de drenă în regiunea de tip triodă	$I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$
Tensiunea de prag	$V_t = V_{t0} + \gamma \left( \sqrt{2\phi_f + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_f} \right)$
Factorul de substrat	$\gamma = \frac{1}{C_{ox}} \sqrt{2q\epsilon N_A}$
Capacitatea oxidului	$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} = 17,5 \times 10^{-4} \text{ pF}/\mu\text{m}^2 \text{ pentru } t_{ox} = 0,02 \mu\text{m}$

**Parametrii TECMOS (continuare)**

Funcționarea la semnal mic în regiunea activă directă

Transconductanța porții	$g_m = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) = \sqrt{2I_D \mu C_{ox} \frac{W}{L}}$
Raportul transconductanță/curent	$\frac{g_m}{I_D} = \frac{2}{V_{GS} - V_t}$
Transconductanța substratului	$g_{mb} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_f + V_{SB}}} g_m$
Parametrul de modulație a lungimii canalului	$\lambda = \frac{1}{L_{ef}} \frac{dX_d}{dV_{DS}}$
Rezistența de ieșire	$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{L_{ef}}{I_D} \left( \frac{dX_d}{dV_{DS}} \right)^{-1}$
Lungimea efectivă a canalului	$L_{ef} = L_{mască} - 2L_d - X_d$
Câștigul maxim	$g_m r_o = \frac{1}{\lambda} \frac{2}{V_{GS} - V_t} = \frac{2V_A}{V_{GS} - V_t} = \frac{2L_{ef}}{V_{GS} - V_t} \left( \frac{dX_d}{dV_{DS}} \right)^{-1}$
Capacitatea de barieră sursă-substrat	$C_{sb} = \frac{C_{sb0}}{\left[ 1 - \frac{V_{SB}}{\psi_0} \right]^{1/2}}$
Capacitatea de barieră drenă-substrat	$C_{db} = \frac{C_{db0}}{\left[ 1 + \frac{V_{DB}}{\psi_0} \right]^{1/2}}$
Capacitatea grilă-sursă	$C_{gs} = \frac{2}{3} WL C_{ox}$
Frecvența de tăiere	$f_T = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd} + C_{gb}}$

## PROBLEME

- 1.1 (a) Să se calculeze diferența de potențial internă, distanțele pe care se extinde regiunea golită în zona de tip  $n$  și în zona de tip  $p$  și câmpul maxim pentru o joncțiune  $pn$  plană, abruptă cu concentrațiile de impurități  $N_A = 8 \times 10^{15}$  atomi/cm<sup>3</sup> și  $N_D = 10^{17}$  atomi/cm<sup>3</sup>. Se presupune o polarizare inversă de 5 V.  
 (b) Să se repete punctul (a) pentru o polarizare nulă și pentru o polarizare directă de 0,3 V.
- 1.2 Să se calculeze capacitatea joncțiunii din *Problema 1.1* pentru o polarizare nulă, pentru o polarizare inversă de 5 V și pentru o polarizare directă de 0,3 V. Se va lua o arie a joncțiunii de  $2 \times 10^{-5}$  cm<sup>2</sup>.
- 1.3 Să se calculeze tensiunea de străpungere pentru joncțiunea din *Problema 1.1* dacă valoarea câmpului critic este  $\mathcal{E}_{crit} = 4 \times 10^5$  V/cm.
- 1.4 Presupunând că valoarea maximă a câmpului pentru o joncțiune planară este de 1,5 ori mai mare decât valoarea pentru o joncțiune plană abruptă (ca urmare a curbării laterale a joncțiunii planare) să se calculeze concentrația de impurități necesară pentru a se obține o tensiune de străpungere de 150 V. Se va lua  $\mathcal{E}_{crit} = 3 \times 10^5$  V/cm și se va presupune că o parte a joncțiunii este mult mai puternic dopată decât cealaltă parte.
- 1.5 Să se determine tensiunea  $BV_{CEO}$  pentru un tranzistor care are în colector o concentrație de impurități de  $6 \times 10^{15}$  atomi/cm<sup>3</sup> (mult mai mică decât aceea de bază),  $\beta = 200$  și  $n = 4$ . Se va lua  $\mathcal{E}_{crit} = 3 \times 10^5$  V/cm.
- 1.6 Să se repete *Problema 1.5* pentru o dopare în colector de  $10^{15}$  atomi/cm<sup>3</sup> și  $\beta = 400$ .
- 1.7 (a) Să se traseze caracteristicile  $I_C - V_{CE}$  în regiunea activă directă pentru un tranzistor  $npn$  cu  $\beta_F = 100$  (măsurat la o tensiune  $V_{CE}$  mică),  $V_A = 50$  V,  $BV_{CBO} = 120$  V și  $n = 4$ . Se va folosi expresia:

$$I_C = \left[ 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right] \frac{M \alpha_F}{1 - M \alpha_F} I_B,$$

unde  $M$  este dat de (1.78). Caracteristicile se vor trasa pentru  $I_C = 0 - 10$  mA,  $V_{CE} = 0 - 50$  V și  $I_B = 1 \mu A$ ,  $10 \mu A$ ,  $30 \mu A$  și  $60 \mu A$ .

(b) Se va repeta punctul (a), tensiunea  $V_{CE}$  variind de această dată între 0 și 10 V.

- 1.8 Să se determine și să se deseneze circuitul echivalent de semnal mic, complet, pentru un tranzistor bipolar la  $I_C = 0,2$  mA,  $V_{CB} = 3$  V,  $V_{CS} = 4$  V. Parametrii tranzistorului sunt  $C_{je0} = 20$  fF,  $C_{\mu 0} = 10$  fF,  $C_{cs0} = 20$  fF,  $\beta_0 = 100$ ,  $\tau_F = 15$  ps,  $\eta = 10^{-3}$ ,  $r_b = 200 \Omega$ ,  $r_c = 100 \Omega$ ,  $r_{ex} = 4 \Omega$ ,  $r_{\mu} = 5\beta_0 r_0$ . Pentru toate joncțiunile se va presupune  $\psi_0 = 0,55$  V.
- 1.9 Să se repete *Problema 1.8* pentru  $I_C = 1$  mA,  $V_{CB} = 1$  V și  $V_{CS} = 2$  V.
- 1.10 Să se schițeze graficul dependenței câștigului în curent, la semnal mic, în conexiunea cu emitorul comun, în funcție de frecvență, pentru cazurile din *Problemele 1.8* și *1.9* (se vor utiliza scări logaritmice de la 0,1 la 1000 MHz). Se va calcula apoi pentru fiecare caz frecvența  $f_T$ .
- 1.11 Un tranzistor  $npn$  dintr-un circuit integrat are următoarele caracteristici determinate experimental:  $r_b = 100 \Omega$ ,  $r_c = 100 \Omega$ ,  $\beta_0 = 100$ ,  $r_o = 50$  k $\Omega$  la  $I_C = 1$  mA;  $f_T = 600$  MHz la  $I_C = 1$  mA și  $V_{CB} = 10$  V;  $f_T = 1$  GHz la  $I_C = 10$  mA și  $V_{CB} = 10$  V;  $C_{\mu} = 0,15$  pF

la  $V_{CB}=10$  V și  $C_{cs}=1$  pF la  $V_{CS}=10$  V. Se va lua  $r_{\mu}=5\beta_0r_o$ ,  $\psi_0=0,5$  V pentru toate joncțiunile și se va presupune capacitatea  $C_{je}$  constantă în regiunea activă directă.

(a) Să se determine circuitul echivalent de semnal mic *complet*, pentru acest tranzistor la  $I_C=0,1$  mA, 1 mA și 5 mA,  $V_{CB}=2$  V și  $V_{CS}=15$  V.

(b) Să se schițeze pentru acest tranzistor graficul dependenței frecvenței  $f_T(I_C)$  pentru  $I_C=1$   $\mu$ A—10 mA și  $V_{CB}=2$  V. Se vor utiliza scări logaritmice.

- 1.12 Un tranzistor *pnp* lateral are o lățime efectivă a bazei de 10  $\mu$ m.

(a) Dacă în regiunea activă directă capacitatea de barieră a joncțiunii emitor-bază este constantă având o valoare de 2 pF, să se calculeze frecvența  $f_T$  a tranzistorului la  $I_C=-0,5$  mA (se va neglija capacitatea  $C_{\mu}$ ). Să se calculeze și sarcina de purtători minoritari stocată în baza tranzistorului la această valoare a curentului de colector.

Se cunoaște:  $D_p=13$  cm<sup>2</sup>/s (pentru siliciu).

(b) Să se calculeze rezistența  $r_o$  a acestui tranzistor la  $I_C=-0,5$  mA dacă lățimea regiunii golite colector-bază se modifică cu 0,11  $\mu$ m pentru o variație de un V a tensiunii  $V_{CE}$ .

- 1.13 Care elemente își modifică valoarea în circuitul echivalent de semnal mic, dacă aria tranzistorului din *Problema 1.11* se dublează (prin conectarea a două tranzistoare în paralel) curentul *total* de colector rămânând însă neschimbat, față de valoarea elementelor pentru tranzistorul original? Ce legătură există între parametrii tranzistorului compus din două tranzistoare legate în paralel și aceia ai tranzistorului original?

- 1.14 Un tranzistor *nnp* integrat are următoarele caracteristici:  $\tau_F=0,25$  ns, câștigul în curent în scurtcircuit la semnal mic la  $I_C=1$  mA și  $f=50$  MHz este de 9,  $V_A=40$  V,  $\beta_0=100$ ,  $r_b=150$   $\Omega$ ,  $r_c=150$   $\Omega$ ,  $C_{\mu}=0,6$  pF,  $C_{cs}=2$  pF (pentru valorile particulare ale tensiunilor din punctul static de funcționare). Să se determine toate elementele circuitului echivalent de semnal mic la  $I_C=2$  mA și să se deseneze circuitul.

- 1.15 Să se calculeze tensiunea de închidere a unui TECJ cu canal *p* care are următorii parametri:  $N_A=5 \times 10^{15}$  atomi/cm<sup>3</sup>,  $N_D=10^{17}$  atomi/cm<sup>3</sup> și  $a=1,2$   $\mu$ m.

- 1.16 Să se calculeze valoarea raportului între lățimea și lungimea canalului,  $W/L$ , pentru TECJ din *Problema 1.15* pentru care se obține o valoare  $I_{DSS}=-2$  mA. Se va presupune o rezistivitate a canalului de 3  $\Omega$ cm.

- 1.17 Folosind (1.152) să se traseze caracteristicile  $I_D-V_{DS}$  pentru un TECJ cu canal *p* cu următorii parametri:  $I_{DSS}=-5$  mA,  $V_p=3$  V,  $\lambda=-10^{-2}$  V<sup>-1</sup> și  $BV_{DGO}=-40$  V. Caracteristicile se vor trasa pentru  $I_D=0$ —-10 mA,  $V_{DS}=0$ —-40 V și  $V_{GS}=0$ , +0,5 V, +1 V, +2 V, +3 V.

- 1.18 Să se determine valorile elementelor circuitului echivalent de semnal mic, complet, pentru un TECJ cu canal *p* în punctul de funcționare  $I_D=-1$  mA,  $V_{DS}=-10$  V și  $V_{GSS}=15$  V. Tranzistorul are următorii parametri:  $C_{gs0}=3$  pF,  $C_{gsd}=0,4$  pF,  $C_{gs0}=6$  pF,  $I_{DSS}=-5$  mA,  $V_p=3$  V,  $\lambda=-2 \times 10^{-2}$  V<sup>-1</sup> și  $r_d=40$   $\Omega$ . Pentru toate joncțiunile se va lua  $\psi_0=0,6$  V.

- 1.19 Pentru TECJ din *Problema 1.18*, să se calculeze frecvența  $f_T$ , la care câștigul în curent devine unitar, pentru următoarele valori ale curentului  $I_D$ : -0,1 mA, -1 mA și -5 mA. Să se traseze dependența  $f_T(I_D)$ . Capacitățile  $C_{gsd}$  și  $C_{gs}$  se vor presupune independente de punctul static de funcționare.

- 1.20 Un tranzistor NMOS are următorii parametri:  $W=100$   $\mu$ m,  $L=10$   $\mu$ m,  $k'=20$   $\mu$ A/V<sup>2</sup>,  $\lambda=0,01$  V<sup>-1</sup>,  $t_{ox}=0,12$   $\mu$ ,  $\phi_F=0,3$  V,  $V_{t0}=1,1$  V,  $N_A=10^{15}$  atomi/cm<sup>3</sup>.

- (a) Să se traseze caracteristicile  $I_D$ - $V_{DS}$  pentru  $V_{DS}$  variind de la 0 la  $-10$  V și  $V_{GS}=0,5$  V,  $1,5$  V,  $3$  V. Se va presupune  $V_{SB}=0$ .
- (b) Să se traseze caracteristicile  $I_D$ - $V_{GS}$  pentru  $V_{DS}=8$  V,  $V_{GS}$  variind de la 0 la  $-3$  V și  $V_{SB}=0$ ,  $1$  V și  $3$  V.
- 1.21 Să se determine și să se schițeze circuitul echivalent de semnal mic pentru tranzistorul din Problema 1.20 pentru  $V_{GS}=2$  V,  $V_{DS}=10$  V și  $V_{SB}=1$  V. Se vor folosi valorile:  $\psi_0=0,6$  V,  $C_{sb0}=C_{db0}=0,2$  pF,  $C_{gb}=0,08$  pF. Capacitatea dată de suprapunerea grilă-sursă și grilă-drenă este de  $0,02$  pF.
- 1.22 Folosind datele tranzistorului din Problemele 1.20 și 1.21 să se calculeze frecvența la care câștigul în curent al acestui tranzistor este unitar, pentru  $V_{DS}=2$  V,  $V_{SB}=0$  V și  $V_{SB}=1,5$  V,  $2$  V și  $3$  V.
- 1.23 Se va examina efectul limitării vitezei purtătorilor de sarcină asupra TECMOS. În acest scop se vor trasa caracteristicile  $I_D$ - $V_{DS}$  pentru  $V_{DS}=1$  V,  $2$  V,  $3$  V și  $V_{DS}$  variind de la 0 la  $4$  V în următoarele cazuri:
- (a)  $W=100$   $\mu\text{m}$ ,  $L=10$   $\mu\text{m}$ ,  $k'=20$   $\mu\text{A/V}^2$ ,  $\lambda=0$ ,  $\mathcal{E}_c=1,5 \times 10^6$  V/m,
- (b)  $W=10$   $\mu\text{m}$ ,  $L=1$   $\mu\text{m}$ ,  $k'=40$   $\mu\text{A/V}^2$ ,  $\lambda=0$ ,  $\mathcal{E}_c=1,5 \times 10^6$  V/m,
- și se vor compara rezultatele obținute pentru cazul în care se ține cont de saturarea vitezei purtătorilor și pentru cazul în care saturarea vitezei se neglijează.
- 1.24 Să se calculeze tranconductanța unui TECMOS la  $I_D=10$  nA și  $V_{DS}=1$  V, presupunându-se o funcționare sub prag și o valoare  $n=1,5$ . Se va calcula frecvența  $f_T$  considerând că  $C_{gs}+C_{gd}+C_{gb}=30$  fF.

## BIBLIOGRAFIE

1. P.E. Gray, D.DeWitt, A.R.Boothroyd și J.F.Gibbons. *Physical Electronics and Circuit Models of Transistors*, Wiley, New-York, 1964, p. 20.
2. H.C. Poon și H.K.Gummel. "Modelling of Emitter Capacitance," *Proc.IEEE*, vol. 57, pp. 2181—2182, December 1969.
3. B.R. Chawla și H.K.Gummel. "Transition Region Capacitance of Diffused pn Junctions," *IEEE Trans.Electron DEvices*, Vol. ED-18, pp. 178—195, March 1971.
4. S.L. Miller, "Avalanche Breakdown in Germanium," *Phys. Rev.*, Vol. 99, p. 1234, 1955.
5. A.S. Grove. *Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare*, Editura tehnică, București, 1975, Cap. 6.
6. A.S. Grove, Op. cit., Cap. 4.
7. A.S. Grove, Op. cit., Cap. 7.
8. P.E. Gray ș.a., Op. cit., p. 10.
9. P.E. Gray ș.a., Op. cit., p. 129.
10. P.E. Gray ș.a., Op. cit., p. 180.
11. B.A. McDonald "Avalanche degradation of  $h_{FE}$ ," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-17, pp. 871—878, October 1970.
12. H. DeMan. "The Influence of Heavy Doping on the Emitter Efficiency of a Bipolar Transistor," Vol. ED-18, *IEEE Trans. Electron Devices*, pp. 833—835, October 1971.
13. R.J. Whittier și D.A. Tremere. "Current Gain and Cutoff Frequency Falloff at High Current," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-16, pp. 39—57, January 1969.

14. J.L. Moll și I.M. Ross, "The Dependence of Transistor Parameters on the Distribution of Base Layer Resistivity," *Proc. IRE*, Vol. 44, p. 72, 1956.
15. P.E. Gray ș.a., Op. cit., Cap. 8.
16. R.D. Middlebrook și I. Richer, "Limits on the Power-Law Exponent for Field-Effect Transistor Transfer Characteristics," *Solid-State Electronics*, Vol. 6, pp. 542—544, September—October 1963.
17. R.S. Muller și T.I. Kamins, *Device Electronics for Integrated Circuits*. Wiley, New York, 1986, p. 386.
18. D. Frohman-Bentchkowsky și A.S. Grove. "Conductance of MOS Transistors in Saturation," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-16, pp. 108—113, January 1969.
19. R.S. Muller și T.I. Kamins. Op. cit., p. 480.
20. Y.P. Tsividis, *Operation and Modeling of MOS Transistor*, McGraw Hill, New York, 1987, p.136.
21. K.Y. Toh, P.K. Ko și R.G. Meyer, "An Engineering Model for Short-Channel MOS Devices," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 23, pp. 950—958, August 1988.

## BIBLIOGRAFIE GENERALĂ

- I. Getreu. *Modelling the Bipolar Transistor*. Tektronix Inc., 1976.
- P.E. Gray și C.L. Searle. *Electronic Principles*. Wiley, New-York, 1969.
- R.S. Muller și T.I. Kamins. *Device Electronics for Integrated Circuits*. Wiley, New York, 1986.



---

## TEHNOLOGIA CIRCUITELOR INTEGRATE BIPOLARE, MOS ȘI BiCMOS

### 2.1 INTRODUCERE

Cunoașterea detaliilor procesului de fabricație este importantă pentru proiectantul și utilizatorul de circuite integrate din două motive. În primul rând trebuie înțeles că diseminarea tehnologiei de circuite integrate reprezintă o consecință a avantajului economic pe care îl asigură procesul planar pentru fabricația de circuite complexe, cu preț scăzut datorită prelucrării în loturi mari. Rezultă că o cunoaștere a factorilor care influențează costul fabricației de circuite integrate este esențială fie pentru selectarea de către proiectant — pentru o problemă de proiectare dată — a unei anumite abordări de circuit, fie pentru selectarea de către utilizator a unui circuit particular pentru a fi fabricat la comandă. În al doilea rând, tehnologia de circuite integrate prezintă proiectantului de circuite un set de constrângeri relative la cost complet diferit de acela întâlnit în cazul lucrului cu componente discrete. Alegerea optimă a unei abordări de circuit pentru realizarea unei anumite funcții de circuit cere o înțelegere atât a gradelor de libertate oferite de tehnologie cât și a naturii dispozitivelor care sunt cel mai ușor de fabricat pe un cip.

În momentul de față circuitele integrate analogice sunt proiectate și fabricate prin tehnologii bipolare, tehnologii MOS și tehnologii care combină ambele tipuri de tranzistoare în același proces. Necesitatea de a combina pe același cip funcții digitale complexe cu funcții analogice a condus la extinderea folosirii tehnologiilor MOS digitale pentru realizarea de funcții analogice, în particular pentru acele funcții necesare interfațării între semnalele analogice și sistemele digitale, de exemplu conversia analog-digital. Cu toate acestea tehnologia bipolară este utilizată în prezent și va continua să fie utilizată într-o gamă largă de aplicații în care sunt necesare o capacitate de comandă de curenți mari și obținerea celor mai ridicate nivele de funcționare analogică de precizie.

În acest capitol se discută mai întâi procesele de bază care sunt fundamentale în fabricația circuitelor integrate bipolare și MOS: difuzia în stare solidă, fotolitografia optică, creșterea epitaxială, implantarea de ioni, oxidarea selectivă și depunerea siliciului policristalin. Se continuă cu descrierea secvențelor tehnologice prin care se realizează un circuit integrat bipolar, discutându-se proprietățile dispozitivelor pasive și active care rezultă prin folosirea

acestui flux tehnologic. De asemenea, se prezintă câteva modificări ale procesului de bază. Apoi se prezintă secvența etapelor de fabricație a circuitelor integrate MOS și se descriu tipurile de dispozitive care se obțin prin această tehnologie. Prezentarea proceselor tehnologice se încheie prin discutarea tehnologiei BiCMOS. În continuare se examinează factorii care afectează costul de fabricație a circuitelor monolitice. În final se discută procesul de încapsulare a circuitelor.

## 2.2 PROCESE FUNDAMENTALE PENTRU FABRICAȚIA CIRCUITELOR INTEGRATE

Fabricația circuitelor integrate, la fel ca și a celor mai moderne tipuri de tranzistoare discrete, se bazează pe o succesiune de etape de fotomascare, difuzie, implantare de ioni și creștere epitaxială aplicată unei bucăți de siliciu, care constituie materialul de start, denumită plachetă<sup>1,2</sup>. Înainte de a începe să discutăm etapele procesului standard vom revedea efectele pe care le produce adăugarea de atomi de impuritate asupra proprietăților electrice ale siliciului.

### 2.2.1 Rezistivitatea siliciului

Adăugarea unei mici concentrații de impurități de tip  $n$  sau de tip  $p$  unei bucăți de siliciu cristalin are ca efect creșterea numărului de purtători majoritari (electroni pentru tip  $n$ , goluri pentru tip  $p$ ) și scăderea numărului de purtători minoritari. Adăugarea de impurități este denumită *doparea* semiconductorului. Pentru valorile practice ale concentrațiilor de impurități, concentrația purtătorilor majoritari este aproximativ egală cu aceea a atomilor de impuritate din cristal. Deci pentru un material de tip  $n$

$$n_n \approx N_D, \quad (2.1)$$

unde  $n_n$  ( $\text{cm}^{-3}$ ) este concentrația de echilibru a electronilor, iar  $N_D$  ( $\text{cm}^{-3}$ ) concentrația de atomi de impuritate donori. Pentru un material de tip  $p$

$$p_p \approx N_A, \quad (2.2)$$

unde  $p_p$  ( $\text{cm}^{-3}$ ) este concentrația de echilibru a golurilor, iar  $N_A$  ( $\text{cm}^{-3}$ ) concentrația de atomi de impuritate acceptori. Orice creștere a concentrației de echilibru a unui tip de purtători în cristal trebuie să ducă la scăderea concentrației de echilibru a celuilalt tip de purtători. Această evoluție se datorează faptului că recombinarea între goluri și electroni se desfășoară cu o rată care este proporțională cu produsul concentrațiilor individuale. Ca urmare, numărul de recombinări pe secundă,  $R$ , va fi dat de

$$R = \gamma np, \quad (2.3)$$

unde  $\gamma$  este o constantă, iar  $n$  și  $p$  sunt concentrațiile de electroni și, respectiv, de goluri din cristalul de siliciu. Generarea perechilor electron-gol este un proces termic care depinde numai de temperatură; rata de generare,  $G$ , nu este dependentă de concentrația de impurități. La echilibru  $R$  și  $G$  trebuie să fie egale, astfel că

$$G = \text{constant} = R = \gamma np. \quad (2.4)$$

Dacă nu există impurități

$$n = p = n_i(T) , \quad (2.5)$$

unde  $n_i$  ( $\text{cm}^{-3}$ ) este concentrația *intrinsecă* a purtătorilor, corespunzătoare siliciului pur. Expresiile 2.4 și 2.5 stabilesc că, pentru orice concentrație de impurități, trebuie să se realizeze egalitățile  $\gamma np = \text{constant} = \gamma n_i^2$ , deci

$$np = n_i^2(T) . \quad (2.6)$$

Expresia 2.6 arată că pe măsură ce concentrația de purtători majoritari crește, ca urmare a dopării cu impurități, concentrația de purtători minoritari se micșorează cu același factor, astfel încât la echilibru produsul  $np$  este constant. Pentru valorile de interes practic ale concentrațiilor de impurități purtătorii majoritari depășesc purtătorii minoritari cu multe ordine de mărime.

Importanța pe care o prezintă concentrațiile de purtători majoritari și minoritari pentru funcționarea tranzistorului a fost discutată în *Capitolul 1*. Alt efect important al adăugării de impurități îl constituie creșterea conductivității materialului semiconductor. Conductivitatea este dată de

$$\sigma = q(\mu_n n + \mu_p p) , \quad (2.7)$$

unde  $\mu_n$  este mobilitatea electronilor,  $\mu_p$  ( $\text{cm}^2/\text{Vs}$ ) mobilitatea golurilor, iar  $\sigma$  ( $\Omega\text{cm}$ )<sup>-1</sup> conductivitatea electrică. Pentru un material de tip  $n$ , înlocuind (2.1) și (2.6) în (2.7), se obține:

$$\sigma = q \left[ \mu_n N_D + \mu_p \frac{n_i^2}{N_D} \right] \approx q \mu_n N_D . \quad (2.8)$$

Pentru un material de tip  $p$ , înlocuind (2.2) și (2.6) în (2.7) se obține:

$$\sigma = q \left[ \mu_n \frac{n_i^2}{N_A} + \mu_p N_A \right] \approx q \mu_p N_A . \quad (2.9)$$

Mobilitatea  $\mu$  are valori diferite pentru goli și pentru electroni. Ea depinde de concentrația totală de impurități (donori plus acceptori) din cristal. Valorile determinate experimental ale mobilității în siliciu, în funcție de concentrația totală de impurități, sunt reprezentate în fig. 2.1. De obicei se preferă ca în locul conductivității să se specifice rezistivitatea,  $\rho$  ( $\Omega\text{cm}$ ), egală cu  $1/\sigma$ . În fig. 2.2 este reprezentată dependența rezistivității siliciului de tip  $n$  și  $p$  de concentrația de impurități.

### 2.2.2 Difuzia în starea solidă

Difuzia în starea solidă a impurităților în siliciu constă în deplasarea, de obicei la temperaturi ridicate, a atomilor de impurități de la suprafața bucății de siliciu spre volumul său. În timpul acestui proces de temperatură ridicată, atomii de impuritate înlocuiesc atomii de siliciu din rețeaua cristalului; ca urmare aceste impurități sunt denumite substituționale.

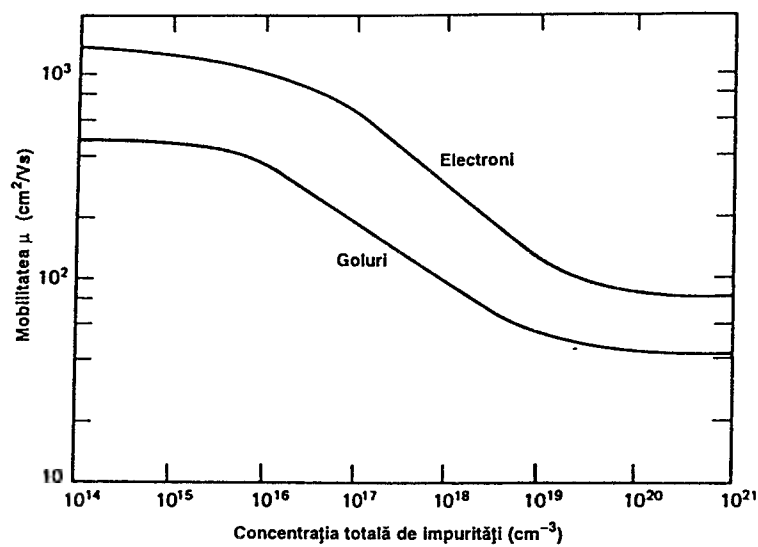


Fig. 2.1 Dependența mobilității golurilor și electronilor în siliciu de concentrația de impurități<sup>3</sup>.

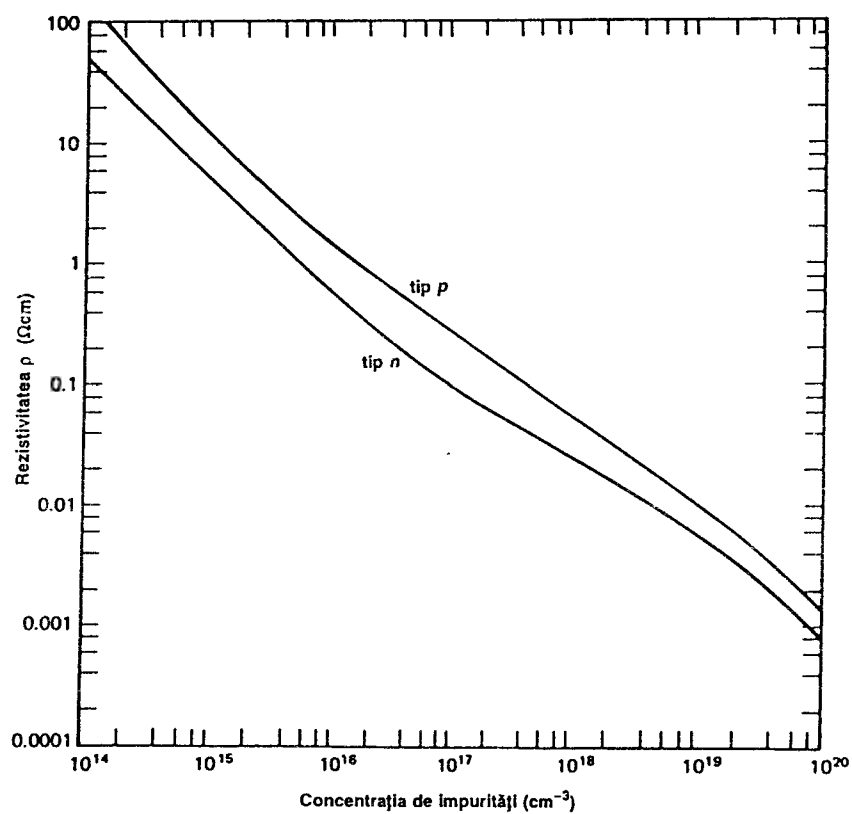


Fig. 2.2 Dependența rezistivității siliciului de tip  $p$  și  $n$  de concentrația de impurități<sup>4</sup>.

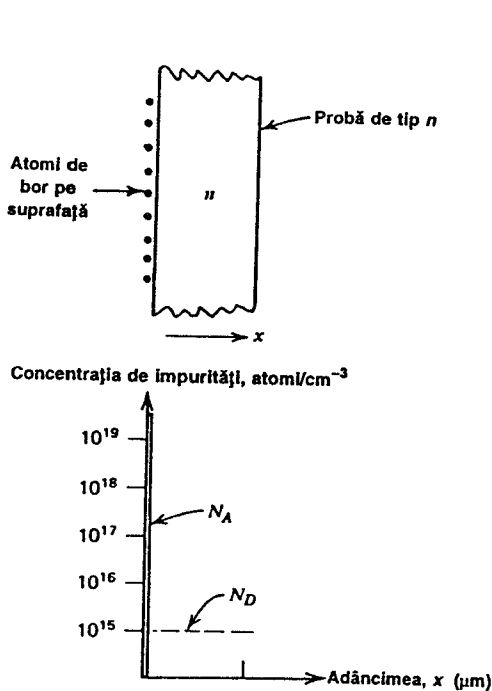


Fig. 2.3 O probă din siliciu de tip  $n$  cu bor depus pe suprafață.

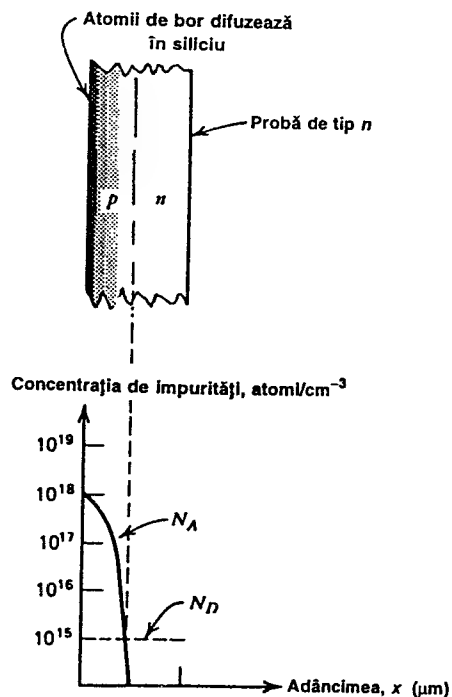


Fig. 2.4 Distribuția de impurități după difuzie.

Deoarece siliciul dopat se comportă din punct de vedere electric ca un material de tip  $p$  sau  $n$ , în funcție de tipul de impuritate prezent în cristal, rezultă că prin difuzie în starea solidă se pot forma zone de tip  $p$  sau  $n$ .

Natura procesului de difuzie este ilustrată de exemplul de principiu prezentat în fig. 2.3 și fig. 2.4. Vom presupune că proba din siliciu conține inițial o concentrație uniformă de impurități de tip  $n$ , de  $10^{15}$  atomi/cm³. Impuritățile de tip  $n$ , utilizate curent pentru doparea siliciului sunt fosforul, arsenul și stibiul. Se va presupune, în plus, că printr-un mijloc oarecare pe suprafața de sus a plachetei de siliciu s-au depus atomii unei impurități de tip  $p$ . Impuritatea de tip  $p$  cea mai des utilizată în fabricația dispozitivelor din siliciu este borul.

Distribuția impurităților înainte de etapa de difuzie este ilustrată în fig. 2.3. Etapa inițială de plasare a atomilor de impurități pe suprafața siliciului se numește etapa de predepunere, putând fi realizată prin diferite metode.

Supunând acum proba la o temperatură înaltă, de ordinul a  $1100^{\circ}\text{C}$ , pentru un timp de ordinul unei ore, impuritățile *difuzează* în plachetă (vezi fig. 2.4).

În volumul siliciului regiunile în care concentrația impurităților de tip  $p$  depășește concentrația impurităților de tip  $n$  existente inițial se vor comporta electric ca un material de tip  $p$ , în timp ce regiunile în care concentrația impurităților de tip  $n$  este mai mare se vor comporta ca un material de tip  $n$ . În acest fel procesul de difuzie a condus la formarea unei joncțiuni  $pn$  în interiorul siliciului, fără a-i afecta continuitatea rețelei cristaline. Adâncimea — măsurată de la suprafață — a acestei joncțiuni variază de la  $0,1\ \mu\text{m}$  la  $20\ \mu\text{m}$  pentru difuziile din circuitele integrate din siliciu.

### 2.2.3 Proprietățile electrice ale straturilor difuzate

Rezultatul unui proces de difuzie este de cele mai multe ori un strat subțire, aflat lângă suprafața plăchetei de siliciu, care a fost convertit de la un tip de conductivitate la cel opus. Dispozitivele și circuitele integrate din siliciu sunt construite în principal din astfel de straturi. Dacă joncțiunea  $pn$  care se formează prin difuzie va fi polarizată invers, stratul difuzat va fi izolat electric de materialul în care s-a făcut difuzia, fiind astfel posibilă măsurarea proprietăților acestui strat.

Parametrul electric cel mai des utilizat pentru caracterizarea straturilor difuzate este *rezistența pe pătrat*. Pentru a defini această mărime să considerăm rezistența pe care o prezintă o bucată de siliciu, uniform dopată cu o concentrație de donori  $N_D$ , de lungime  $L$ , lățime  $W$  și grosime  $T$  — ca în fig. 2.5. Rezistența este

$$R = \frac{\rho L}{WT} = \frac{1}{\sigma} \frac{L}{WT} .$$

Înlocuind pentru conductivitatea  $\sigma$  expresia 2.8 se obține:

$$R = \frac{1}{q \mu_n N_D} \frac{L}{WT} = \frac{L}{W} \frac{1}{q \mu_n N_D T} = \frac{L}{W} R_{\square} . \quad (2.10)$$

Mărimea  $R_{\square}$  este *rezistența pe pătrat* a stratului și se măsoară în  $\Omega$ . Deoarece rezistența pe pătrat este rezistența oricărui strat de *formă pătrată* cu grosimea  $T$ , unitatea de măsură este de multe ori indicată ca *ohm/pătrat* ( $\Omega/\square$ ). Rezistența pe pătrat se poate exprima în funcție de rezistivitatea materialului, folosind (2.8), astfel:

$$R_{\square} = \frac{1}{q \mu_n N_D T} = \frac{\rho}{T} . \quad (2.11)$$

Stratul difuzat ilustrat în fig. 2.6, este similar cu acela considerat anterior, excepție făcând faptul că acum concentrația de impurități nu mai este uniformă. Pentru a obține o expresie a rezistenței pe pătrat pentru acest caz, vom considera că stratul difuzat este format dintr-o combinație paralel a unor straturi infinitezimale de grosime  $dx$ . Stratul de grosime  $dx$ , de la adâncimea  $x$  are o conductanță

$$dG = q \frac{W}{L} \mu_n N_D(x) dx . \quad (2.12)$$

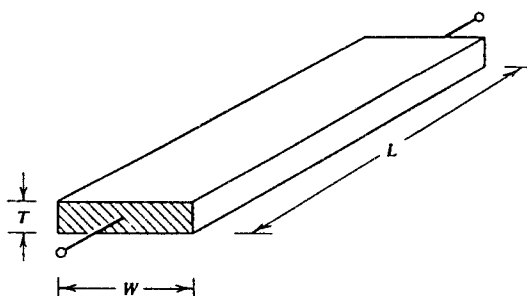


Fig. 2.5 Probă paralelipipedică pentru calculul rezistenței pe pătrat.

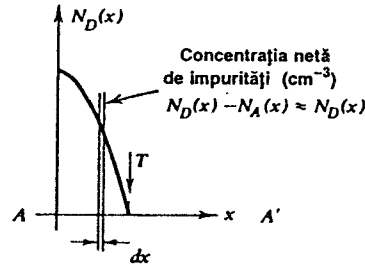
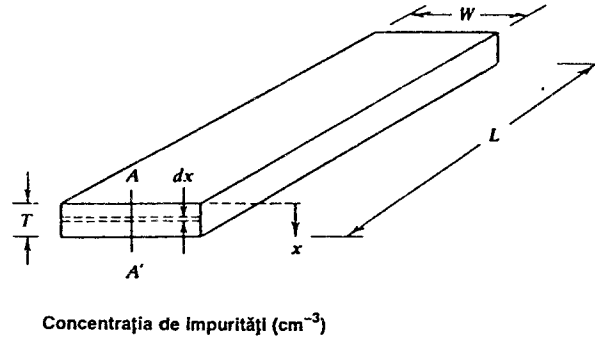


Fig. 2.6 Calculul rezistenței unui strat difuzat.

Pentru a găsi conductanța totală, se sumează toate contribuțiile:

$$G = \int_0^{x_j} q \frac{W}{L} \mu_n N_D(x) dx = \frac{W}{L} \int_0^{x_j} q \mu_n N_D(x) dx. \quad (2.13)$$

Din (2.13) se obține prin inversare:

$$R = \frac{L}{W} \frac{1}{\int_0^{x_j} q \mu_n N_D(x) dx}. \quad (2.14)$$

Comparând (2.10) cu (2.14) se găsește

$$R_{\square} = \left[ \int_0^{x_j} q \mu_n N_D(x) dx \right]^{-1} \approx \left[ q \bar{\mu}_n \int_0^{x_j} N_D(x) dx \right]^{-1}. \quad (2.15)$$

unde  $\bar{\mu}_n$  este mobilitatea medie. Rezultă că (2.10) se poate utiliza și pentru straturi difuzate dacă se folosește o valoare potrivită pentru  $R_{\square}$ .

Expresia 2.15 arată că rezistența pe pătrat a unui strat difuzat depinde de numărul total de atomi de impuritate din strat, pe unitatea de arie. Adâncimea  $x_j$  în (2.13), (2.14) și (2.15) este de fapt distanța de la suprafață la marginea stratului golit al joncțiunii, deoarece impuritățile donoare din stratul golit nu contribuie la conducție.

Rezistența pe pătrat este un parametru foarte util pentru caracterizarea electrică proceselor de difuzie, fiind totodată și un parametru cheie în proiectarea rezistențelor integrate.

Deoarece determinarea experimentală a rezistenței pe pătrat se face fără dificultăți evaluarea valorii sale folosind relația 2.15 este rareori necesară.

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze rezistența unui strat cu lungimea de  $50 \mu\text{m}$  și lățimea de  $5 \mu\text{m}$  dintr-un material cu o rezistență pe pătrat de  $200 \Omega/\square$ .

Din (2.10) se obține:

$$R = \frac{50}{5} \times 200 \Omega = 2 \text{ k}\Omega.$$

Se observă că acest rezistor este constituit din 10 pătrate așezate în serie, rezistența  $R$  fiind deci egală cu de 10 ori rezistența pe pătrat. ■

Pentru realizarea unor dispozitive, prin folosirea etapelor procesului de difuzie descrise anterior, este necesar însă ca difuzia să fie limitată la o mică regiune de pe suprafața plachetei și nu la întreaga suprafață planară. Delimitarea suprafețelor pe care se va face difuzia se realizează prin fotolitografie.

### 2.2.4 Fotolitografia

Punând o plachetă de siliciu într-un mediu oxidant pe suprafața sa se formează un strat de dioxid de siliciu, strat care acționează ca o barieră pentru difuzia impurităților. În acest fel impuritățile, care sunt separate de suprafața siliciului de către stratul de oxid, nu vor mai putea difuza în siliciu. Deci pentru realizarea într-o zonă dată a plachetei a unei joncțiuni  $pn$  se va proceda astfel: se crește pe întreaga plachetă un strat de oxid (etapa de oxidare), se continuă cu îndepărtarea oxidului din zonele în care urmează să se formeze joncțiunea și se fac apoi predepunerea și difuzia.

Acest proces este ilustrat prin exemplul de principiu din fig. 2.7. Să presupunem că materialul de strat este o plachetă din siliciu de tip  $n$ . Prima etapă a procesului constă dintr-o oxidare în care pe toată suprafața plachetei se crește termic un strat de dioxid de siliciu având o grosime uzuală de  $0,2\text{—}1 \mu\text{m}$ . Fig. 2.7a reprezintă o secțiune prin plachetă, după această etapă. Următoarea etapă constă din acoperirea integrală a plachetei cu un strat subțire de material fotosensibil, denumit fotorezist. Prin expunerea fotorezistului la o lumină de o anumită lungime de undă în el se produc diferite procese chimice, în urma cărora — în cazul fotorezistului pozitiv — devine solubil în anumiți solvenți în care fotorezistul neexpus nu este solubil. Secțiunea prin plachetă în această etapă este ilustrată în fig. 2.7b. Pentru a defini pe plachetă ariile pe care urmează să se facă difuzia se plasează pe suprafața plachetei o mască pentru lumină; această fotomască este opacă — cu excepția zonelor în care trebuie să aibă loc difuzia, zone în care este transparentă. Lumina cu o lungime de undă potrivită este îndreptată spre plachetă (vezi fig. 2.7c) iluminând fotorezistul numai în zonele transparente ale măștii. Regiunile corespunzătoare ale fotorezistului sunt dizolvate chimic (vezi fig. 2.7d). Aceasta este etapa de developare. Fotorezistul neexpus este insensibil la acțiunea developantului.



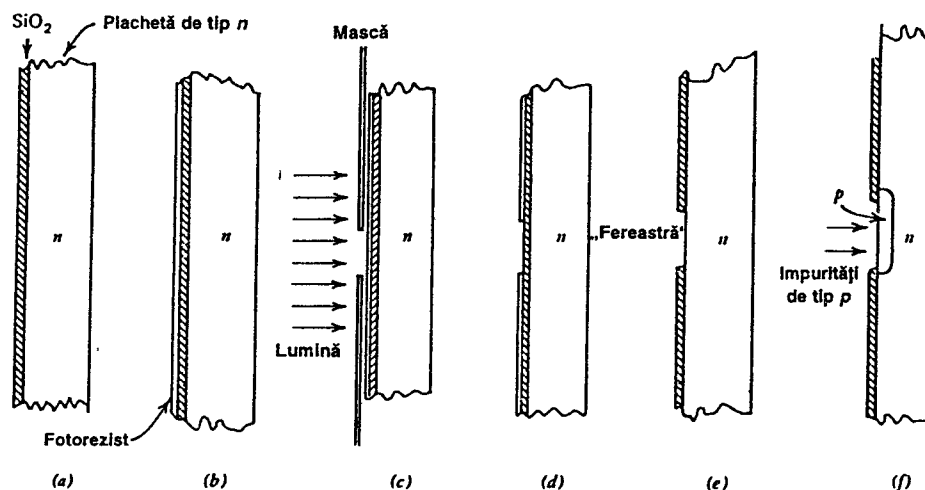


Fig. 2.7 Principiul de utilizare a fotolitografiei pentru formarea unei joncțiuni  $pn$ . (a) Creșterea  $\text{SiO}_2$ . (b) Etalarea fotorezistului. (c) Expunerea prin mască. (d) Developarea fotorezistului. (e) Corodarea  $\text{SiO}_2$  și îndepărtarea fotorezistului. (f) Predifuzia și difuzia impurităților.

Deoarece scopul final al acestui proces constă în realizarea unor arii neacoperite de  $\text{SiO}_2$ , următoarea etapă o constituie corodarea oxidului. Placheta este cufundată într-o soluție de corodare, care conține de obicei acid fluorhidric. În regiunile în care fotorezistul a fost îndepărtat, oxidul este corodat lăsând accesibilă suprafața siliciului. Fotorezistul care a rămas este îndepărtat chimic, placheta rămânând cu găuri, sau „ferestre”, în oxid în locurile dorite (vezi fig. 2.7e). Placheta este supusă unei etape de predepunere și difuzie în locurile în care oxidul a fost îndepărtat formându-se regiuni de tip  $p$  (vezi fig. 2.7f).

În unele cazuri predepunerea localizată a impurităților în imediata vecinătate a suprafeței siliciului se realizează prin implantare de ioni (vezi Secțiunea 2.2.6). Introducerea impurităților prin implantare se realizează de multe ori direct prin stratul de oxid astfel că în această situație etapa de corodare a oxidului nu mai este necesară.

Dimensiunile minime ale regiunii difuzate, care se pot obține fără probleme prin această tehnică în tehnologia de dispozitive, s-au micșorat în timp, fiind în prezent de aproximativ  $0,5 \mu\text{m} \times 0,5 \mu\text{m}$ . Numărul unor astfel de regiuni difuzate care pot fi formate simultan se poate calcula dacă se ține cont că placheta utilizată în fabricația de circuite integrate are o formă rotundă, cu un diametru de 3–8 inch și o grosime de  $250 \mu\text{m}$ . Rezultă că numărul de joncțiuni  $pn$  — cu dimensiunile  $0,5 \mu\text{m} \times 0,5 \mu\text{m}$ , având între ele un spațiu de  $0,5 \mu\text{m}$  — care se pot forma pe o astfel de plachetă este de ordinul a  $10^{10}$ .

Desigur că în circuitele integrate reale pentru formarea unor structuri mult mai complexe — cum ar fi de exemplu tranzistoarele — se utilizează mai multe etape de mascare și difuzie. Punctul cheie îl constituie însă faptul că fotolitografia este capabilă să definească pe suprafața plachetei un număr mare de dispozitive, toate aceste dispozitive fiind fabricate simultan și în cantități mari. Ca urmare costul etapelor de fotomascare și difuzie care revine unei plachete se împarte între dispozitivele sau circuitele de pe plachetă. Capacitatea de a fabrica dintr-o dată sute sau mii de dispozitive constituie de fapt cheia avantajului economic al tehnologiei circuitelor integrate.

### 2.2.5 Creșterea epitaxială

Primele tranzistoare planare și primele circuite integrate foloseau în procesul de fabricație numai etape de fotomascare și de difuzie. A devenit repede evident că circuitele integrate realizate numai prin difuzie manifestă însă limitări severe în comparație cu componentele discrete de circuit. De exemplu în tranzistorul triplu difuzat ilustrat în fig. 2.8, regiunea colectorului este formată printr-o difuzie de tip  $n$ , în placheta de tip  $p$ . Dezavantajele acestei structuri sunt date de valoarea mare a rezistenței serie a colectorului și de valoarea scăzută a tensiunii de străpungere colector-emitor. Rezistența serie este mare deoarece concentrația de impurități — în porțiunea de sub joncțiunea colector-bază — a difuziei de colector este mică, rezultând o regiune de rezistivitate mare. Tensiunea de străpungere este mică deoarece lângă suprafață concentrația de impurități din colector este relativ mare; ca urmare în zona de la suprafață, după cum s-a descris în *Capitolul 1*, rezultă o valoare mică a tensiunii de străpungere între difuzia de colector și cea de bază.

Deci profilul de concentrații dat de colectorul difuzat este foarte dezavantajos. Ceea ce se cere de fapt este o concentrație mică la joncțiunea colector-bază pentru a avea o tensiune de străpungere mare, și o concentrație mare sub joncțiune pentru a se obține o rezistență de colector mică. Cum un astfel de profil de concentrație nu poate fi realizat numai prin difuzii, a fost necesar să se facă apel și la tehnicile de creștere epitaxială.

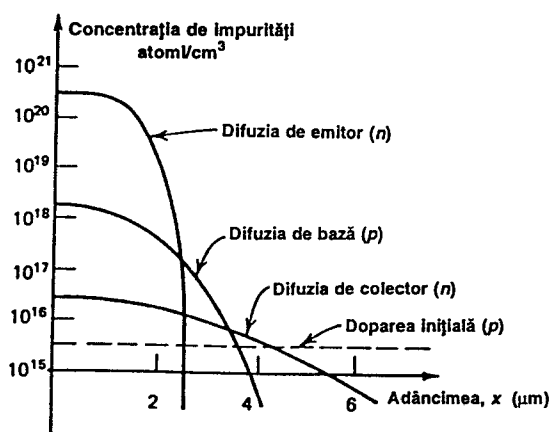
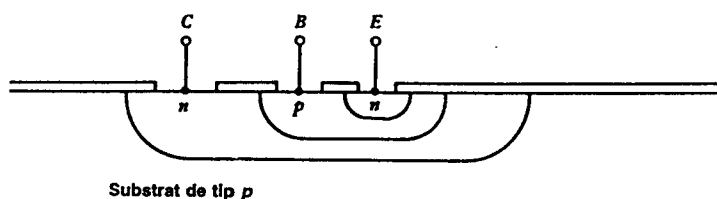


Fig. 2.8 Tranzistorul triplu difuzat și profilul concentrației de impurități care rezultă.

Creșterea epitaxială (denumită pe scurt și creștere epi) constă din formarea pe suprafața plăchetei a unui strat de siliciu monocristalin astfel încât structura cristalină a siliciului să fie continuă la interfață. Concentrația de impurități din stratul epitaxial poate fi controlată independent de concentrația substratului, putând fi mai mare sau mai mică. În plus, stratul epitaxial este de multe ori de un tip de conductivitate opus tipului de conductivitate al substratului pe care este crescut. Grosimea stratului epitaxial utilizat în fabricația circuitelor integrate variază de la 1  $\mu\text{m}$  la 20  $\mu\text{m}$ . Creșterea stratului se realizează prin plasarea plăchetei într-o atmosferă de tetraclorură de siliciu ( $\text{SiCl}_4$ ) sau silan ( $\text{SiH}_4$ ) la temperatură ridicată. Are loc o reacție chimică prin care rezultă siliciu care se depune pe suprafața plăchetei. Dacă condițiile de lucru sunt controlate corespunzător stratul de siliciu care crește pe suprafața plăchetei are o structură cristalină cu foarte puține defecte. Un astfel de strat este potrivit ca material de start pentru fabricația tranzistoarelor bipolare. Epitaxia este utilizată și în unele procese CMOS și în majoritatea proceselor BiCMOS.

### 2.2.6 Implantarea de ioni

Implantarea de ioni este o tehnică care permite introducerea directă a atomilor de impuritate într-o placă de siliciu<sup>5,6</sup>.

Placheta se plasează într-o încălț vidată, iar ionii speciei dorite de impurități sunt trimiși spre placă cu viteză mare. Acești ioni pătrund în siliciu pe o adâncime a cărei valoare medie poate varia, în funcție de viteză cu care lovesc placă, de la mai puțin de 0,1  $\mu\text{m}$  până la aproximativ 0,6  $\mu\text{m}$ . Placheta este apoi menținută o perioadă de timp la o temperatură moderată (de exemplu 10 minute la 800°C) pentru a permite ionilor să devină mobili și să se așeze la locurile potrivite în rețeaua cristalului. Această etapă, denumită *călire*, este esențială deoarece permite refacerea rețelei care a avut de suferit din cauza implantării.

Avantajele principale ale implantării ionice față de difuzia convențională sunt: (1) în cristal pot fi introduse în mod reproductibil cantități mici de impurități și (2) cantitatea de impurități introdusă în cristal pe unitatea de arie poate fi controlată foarte precis. În plus, adâncimea de pătrundere a impurităților poate fi făcută să fie foarte uniformă pe toată placă. O proprietate utilă suplimentară a straturilor implantate ionic, care permite fabricația de structuri implantate de tranzistoare bipolare și cu efect de câmp cu grilă-joncțiune cu caracteristici care sunt semnificativ mai bune decât acelea ale dispozitivelor difuzate, este aceea că — spre deosebire de straturile difuzate — maximul profilului concentrației de impurități se poate plasa sub suprafața siliciului. Implantarea de ioni este aplicată extensiv în tehnologiile MOS în care este necesară introducerea la suprafața plăchetei a unei mici cantități de impurități, bine controlate, pentru ajustarea valorii tensiunii de prag a tranzistoarelor, după cum s-a arătat în *Secțiunea 1.7*.

### 2.2.7 Oxidarea localizată

În multe cazuri, atât în tehnologiile MOS cât și în cele bipolare, este necesară realizarea pe suprafața cipului a unor zone acoperite de un strat relativ subțire de oxid care sunt adiacente altor zone acoperite de un strat de oxid relativ gros.

Tipic, zonele acoperite cu oxid subțire formează regiunea activă a dispozitivului, iar cele acoperite cu oxid gros regiunile prin intermediul cărora se realizează izolarea electrică a dispozitivelor din circuitul integrat. De asemenea este necesar ca tranziția între zonele acoperite cu oxid gros și zonele acoperite cu oxid subțire să se facă fără ca să apară salturi verticale mari, astfel încât traseele de metalizare sau alte straturi care sunt depuse ulterior pe cip să se afle pe o suprafață relativ plană. Aceste obiective se pot realiza prin oxidarea localizată a suprafeței cipului. În procesul de oxidare localizată starea inițială a plachetei este indicată în fig. 2.9a: placheta este acoperită cu un strat subțire de oxid. Pe plachetă se depune apoi un strat de nitrură de siliciu (SiN) care este ulterior îndepărtat, printr-un proces de mascare, din zonele în care se va forma stratul de oxid gros (vezi fig. 2.9b). Nitrura de siliciu constituie o barieră care împiedică atomii de oxigen să ajungă la interfața Si-SiO<sub>2</sub>; în acest fel este împiedicată creșterea oxidului pe ariile acoperite cu nitrură. Ca urmare, în următoarea etapă a procesului (o oxidare de durată mare la temperatură ridicată) în regiunile în care nu există nitrură crește un oxid gros, iar în regiunile acoperite cu nitrură nu crește oxid.

Geometria care rezultă după această oxidare și după îndepărtarea nitrurii este prezentată în fig. 2.9c. Se observă că regiunea de tranziție între zonele cu oxid gros și zonele cu oxid subțire este relativ netedă. Totodată înălțimea regiunii de tranziție (denivelarea) este mai mică decât diferența între grosimea oxidului gros și grosimea oxidului subțire, deoarece pentru formarea oxidului gros s-a consumat siliciu din substrat.

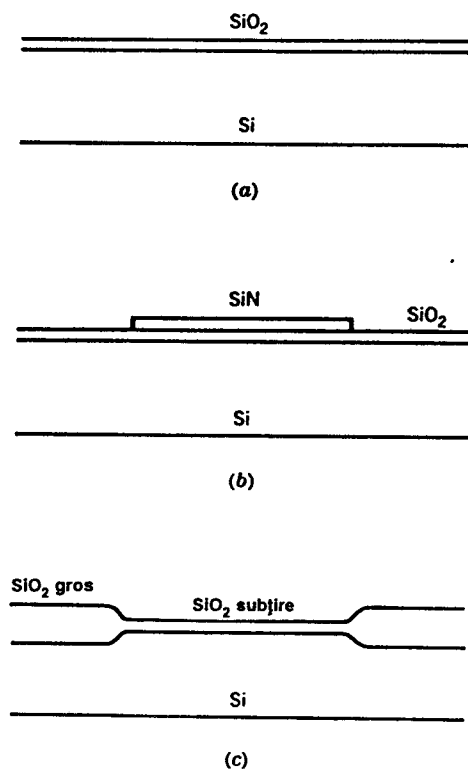


Fig. 2.9 Procesul de oxidare localizată. Secțiune transversală prin plachetă: (a) înainte de depunerea nitrurii, (b) după depunerea nitrurii și procesul de mascare, (c) după oxidare și îndepărtarea nitrurii.

### 2.2.8 Depunerea siliciului policristalin

În multe din tehnologiile de fabricație se folosesc straturi de siliciu policristalin care sunt depuse în cursul procesului. După depunerea pe plachetă a stratului de siliciu policristalin definirea detaliilor de interes (electrozii de grilă ai tranzistoarelor MOS, emitoarele tranzistoarelor bipolare, rezistoare, punți fuzibile și straturi de interconectare) se realizează prin intermediul unui proces de mascare. Rezistența pe pătrat a straturilor de siliciu policristalin poate fi controlată prin dopare, asemănător cu cazul siliciului, plasându-se într-o gamă de valori care începe de la  $20 \Omega/\square$  și ajunge până la valori foarte mari. Procesele folosite pentru depunerea acestor straturi sunt foarte asemănătoare cu acelea folosite pentru epitaxie. Totuși, deoarece depunerea se realizează de obicei peste un strat de dioxid de siliciu, stratul depus nu mai este o continuare a substratului monocristalin, ci are o structură granulară sau policristalină. Unele procese tehnologice MOS pot avea până la trei straturi diferite de siliciu policristalin, separate unul de celălalt prin straturi de dioxid de siliciu.

## 2.3 FABRICAȚIA CIRCUITELOR INTEGRATE BIPOLARE DE TENSIUNE MARE

Procesele de fabricație a circuitelor integrate au evoluat extrem de mult față de starea existentă în momentul inventării procesului planar. Această evoluție a fost propulsată de progresele fotolitografiei, ale tehnicilor de fabricație și de tendința de micșorare a valorii tensiunii de alimentare a sistemelor electronice. Progresele în domeniul fotolitografiei au condus la reducerea dimensiunii detaliului minim de la nivelul zecilor de  $\mu\text{m}$  la nivelul submicronic. Implantarea de ioni a ajuns tehnica dominantă de predepunere a atomilor de impuritate datorită controlul precis pe care îl permite. În prezent tensiunile de alimentare ale multor circuite sunt de  $\pm 5 \text{ V}$  sau de  $\pm 3 \text{ V}$  în loc de  $\pm 15 \text{ V}$  ( $\pm 18 \text{ V}$  în cazul cel mai defavorabil), valori folosite înainte pentru a se obține o gamă dinamică maximă pentru circuitele integrate de sine stătătoare, de exemplu amplificatoarele operaționale. Micșorarea tensiunilor de lucru permite atât obținerea unei împachetări mai compacte a dispozitivelor de pe cip cât și realizarea unor structuri mai superficiale capabile să lucreze la frecvențe mai înalte. Aceasta se datorează faptului (vezi *Capitolul 1*) că la tensiuni mai mici regiunile de sarcină spațială ale joncțiunilor sunt mai înguste. Ca urmare procesele moderne de fabricație a circuitelor integrate pentru frecvențe foarte înalte au fost proiectate pentru funcționarea dispozitivelor la tensiuni de alimentare de  $5 \text{ V}$  sau mai mici; ele nu sunt în general utilizabile la tensiuni de alimentare mai mari. Această situație reflectă compromisul fundamental care există între performanțele de frecvență și tensiunea de străpungere a dispozitivelor realizate printr-un proces tehnologic particular.

În această secțiune se vor prezenta la început etapele tehnologice de fabricație ale procesului de fabricație a circuitelor integrate de tensiune mare care folosesc izolarea cu joncțiuni. Acesta a fost procesul tehnologic primar; descrierea sa va fi utilizată pentru ilustrarea metodelor de bază de fabricație a circuitelor integrate. Diferite variante ale acestui proces sunt încă utilizate pentru fabricația circuitelor integrate de tensiune mare.

Producerea unui circuit integrat bipolar complet implică o succesiune de șase până la opt procese de mascare și de difuzie, de tipul acelor discutate anterior.

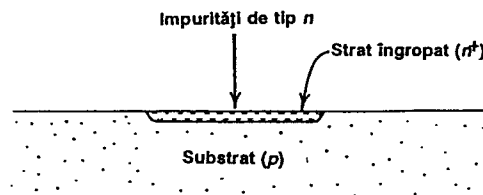


Fig. 2.10 Difuzia de strat îngropat.

Materialul de start este o plachetă din siliciu care are în mod obișnuit o grosime de  $250\ \mu\text{m}$  și o concentrație de impurități de aproximativ  $10^{16}$  atomi/ $\text{cm}^3$ . În continuare se va descrie succesiunea de etape de difuzie necesară pentru formarea unui tranzistor  $n\text{pn}$  dintr-un circuit integrat.

Prima mască și prima difuzie (vezi fig. 2.10) servesc pentru formarea unui strat de tip  $n$  de rezistență mică, denumit strat îngropat, care în structura finală a tranzistorului va constitui o cale de mică rezistență pentru curgerea curentului de colector. Această etapă se numește *difuzia de strat îngropat*. Rezistența pe pătrat a stratului îngropat se plasează în gama  $20\text{--}50\ \Omega/\square$ . Impuritățile folosite pentru difuzia stratului îngropat sunt de obicei arsenul sau stibiul deoarece — fiind difuzanți lenți — redistribuirea concentrației mari de impurități din stratul îngropat în cursul etapelor ulterioare ale procesului nu este prea amplă. După etapa de strat îngropat, placheta este complet dezoxidată și se crește un strat epitaxial de tip  $n$  (vezi fig. 2.11). Deoarece regiunea de colector a tranzistoarelor este formată stratul epitaxial grosimea și concentrația sa de impurități determină tensiunea de străpungere colector-bază a tranzistoarelor din circuit.

De exemplu, dacă circuitul trebuie să funcționeze la o tensiune de alimentare de  $36\ \text{V}$ , tranzistoarele trebuie să aibă o tensiune de străpungere  $BV_{\text{CEO}}$  mai mare decât această valoare. După cum s-a arătat în *Capitolul 1*, acest fapt implică o valoare a tensiunii de străpungere în zona plană a joncțiunii colector-bază de câteva ori mai mare ca  $36\ \text{V}$  datorită efectelor date de multiplicarea în avalanșă în colector. Pentru  $BV_{\text{CEO}} = 36\ \text{V}$ , este necesară o tensiune de străpungere în zona plană a joncțiunii colector-bază de aproximativ  $90\ \text{V}$ , valoare care implică o concentrație de impurități în colector de aproximativ  $10^{15}$  atomi/ $\text{cm}^3$  și corespunzător o rezistivitate de  $5\ \Omega\text{cm}$ . Rezultă că grosimea stratului epitaxial trebuie să fie suficient de mare astfel încât să fie compatibilă cu extinderea regiunii golite a joncțiunii colector-bază. Utilizând rezultatele din *Capitolul 1* se poate arăta că grosimea stratului golit este de aproximativ  $6\ \mu\text{m}$  la o tensiune de  $36\ \text{V}$ . În cursul etapelor ulterioare ale procesului stratul îngropat difuzează în stratul epitaxial pe o distanță de aproximativ  $8\ \mu\text{m}$ , iar difuzia de bază are o adâncime de aproximativ  $3\ \mu\text{m}$ . Rezultă că pentru un circuit de  $36\ \text{V}$ , este necesar ca stratul epitaxial să aibă o grosime de minimum  $17\ \mu\text{m}$ .

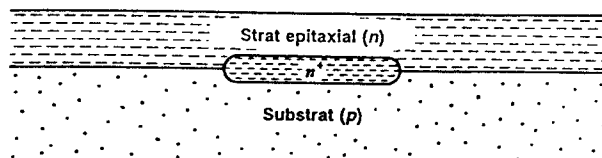


Fig. 2.11 Placheta de circuit integrat bipolar după creșterea epitaxială.

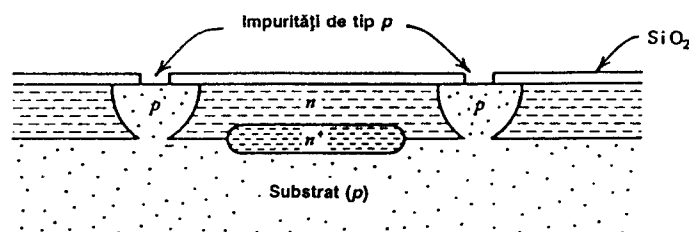


Fig. 2.12 Structura după difuzia de izolare.

În cazul circuitelor care lucrează cu tensiuni mai mici de alimentare se folosesc straturi epitaxiale mai subțiri și mai puternic dopate deoarece în acest fel, după cum se va arăta ulterior, se reduce rezistența serie a colectorului. După creșterea epitaxială, pe suprafața stratului epitaxial se crește un strat de oxid. Se realizează o nouă etapă de mascare și de predepunere și difuzie de bor (tip  $p$ ), obținându-se structura din fig. 2.12. Funcția pe care o îndeplinește această difuzie  $p$  este de a izola unele de altele colectoarele tranzistoarelor, prin intermediul unor joncțiuni  $pn$  polarizate invers. Din acest motiv această difuzie se numește *difuzie de izolare*. Deoarece este o difuzie adâncă (trebuie să penetreze stratul epitaxial) ea necesită o durată de câteva ore la temperaturi de aproximativ  $1200^{\circ}\text{C}$ . Rezistența pe pătrat a difuziei de izolare este de  $20\text{--}40\ \Omega/\square$ .

În etapa următoare se realizează mascarea, predepunerea și difuzia bazei (vezi fig. 2.13). Difuzia bazei este în mod obișnuit o difuzie de bor. Rezistența pe pătrat a difuziei de bază este de  $100\text{--}300\ \Omega/\square$ , joncțiunea colector-bază plasându-se la sfârșitul procesului la o adâncime de  $1\text{--}3\ \mu\text{m}$ . Deoarece prin această difuzie nu se formează numai regiunea de bază a tranzistoarelor, ci și o mare parte din rezistoarele circuitului integrat, controlul valorii rezistenței pe pătrat este important.

După difuzia de bază, printr-o nouă etapă de mascare, predepunere și difuzie de impurități de tip  $n$  se formează emitoarele tranzistoarelor (vezi fig. 2.14). Rezistența pe pătrat este de  $2\text{--}10\ \Omega/\square$ , iar adâncimea de difuzie de  $0,5\text{--}2,5\ \mu\text{m}$ . Această etapă de difuzie este utilizată și pentru formarea unei regiuni  $n^+$  cu o concentrație mare de impurități pe locul unde va fi contactul de colector. În acest fel contactul dintre metalizarea de aluminiu și această zonă de mare concentrație devine ohmic (contactul direct aluminiu-strat epitaxial de mică concentrație nu este ohmic).

Următoarea etapă de mascare, mascarea pentru contacte, este utilizată pentru a deschide găuri (ferestrele de contact) în oxid în zonele de emitor, bază, colector ale tranzistoarelor pentru a se putea realiza contactele electrice.

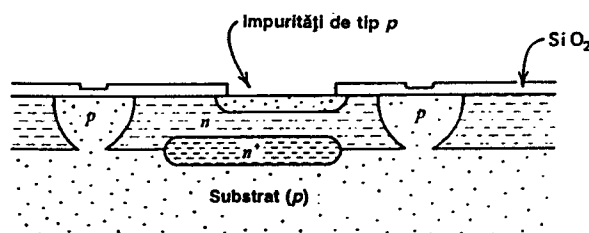


Fig. 2.13 Structura după difuzia de bază.

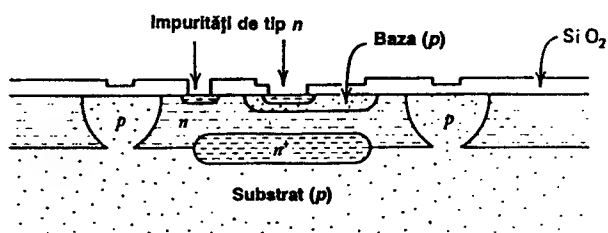


Fig. 2.14 Structura după difuzia de emitor.

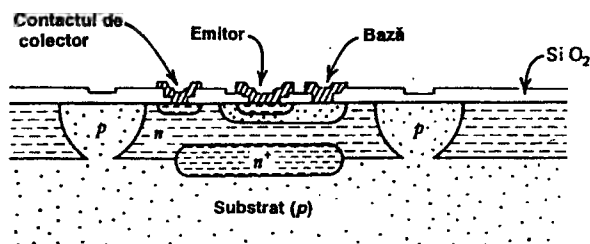


Fig. 2.15 Structura finală după deschiderea ferestrelor de contact și de metalizare.

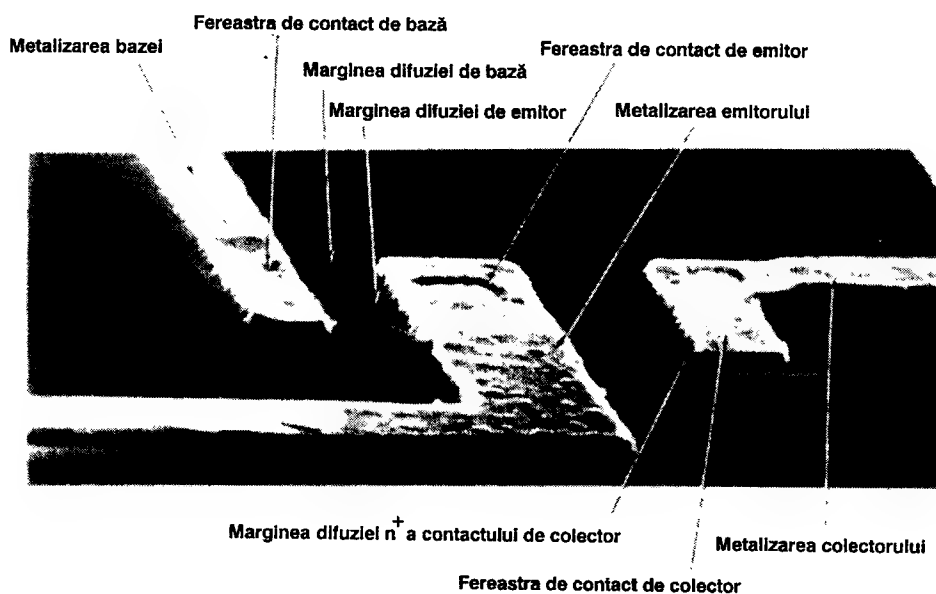


Fig. 2.16 Imaginea unei structuri de tranzistor npn obținută la microscopul cu baleiaj de electroni.

Ferestre de contact se deschid și pentru componentele pasive de pe cip. Întreaga plachetă este acoperită apoi cu un strat subțire (cu o grosime de aproximativ  $1 \mu\text{m}$ ) de aluminiu care va interconecta elementele circuitului. Definirea traseelor de metalizare se realizează prin ultima etapă de mascare. Aluminiul este corodat în zonele în care fotorezistul a fost îndepărtat la dezvoltare.



Structura finală este prezentată în figura 2.15. O fotografie la microscop a unei structuri reale de același tip este dată în fig. 2.16. Denivelările de pe suprafața plăchetei sunt un rezultat al faptului că în fiecare etapă de difuzie se crește un oxid suplimentar, astfel că oxidul are grosimea cea mai mare deasupra regiunii epitaxiale (unde oxidul nu a fost îndepărtat), este mai puțin gros deasupra regiunilor de izolare și de bază (oxidul de pe aceste zone a fost îndepărtat la mascarea bazei) și este cel mai subțire peste regiunea emitorului. Un profil tipic al concentrației de impurități pentru un circuit integrat analogic, de tensiune mare, cu difuzii adânci este dat în fig. 2.17.

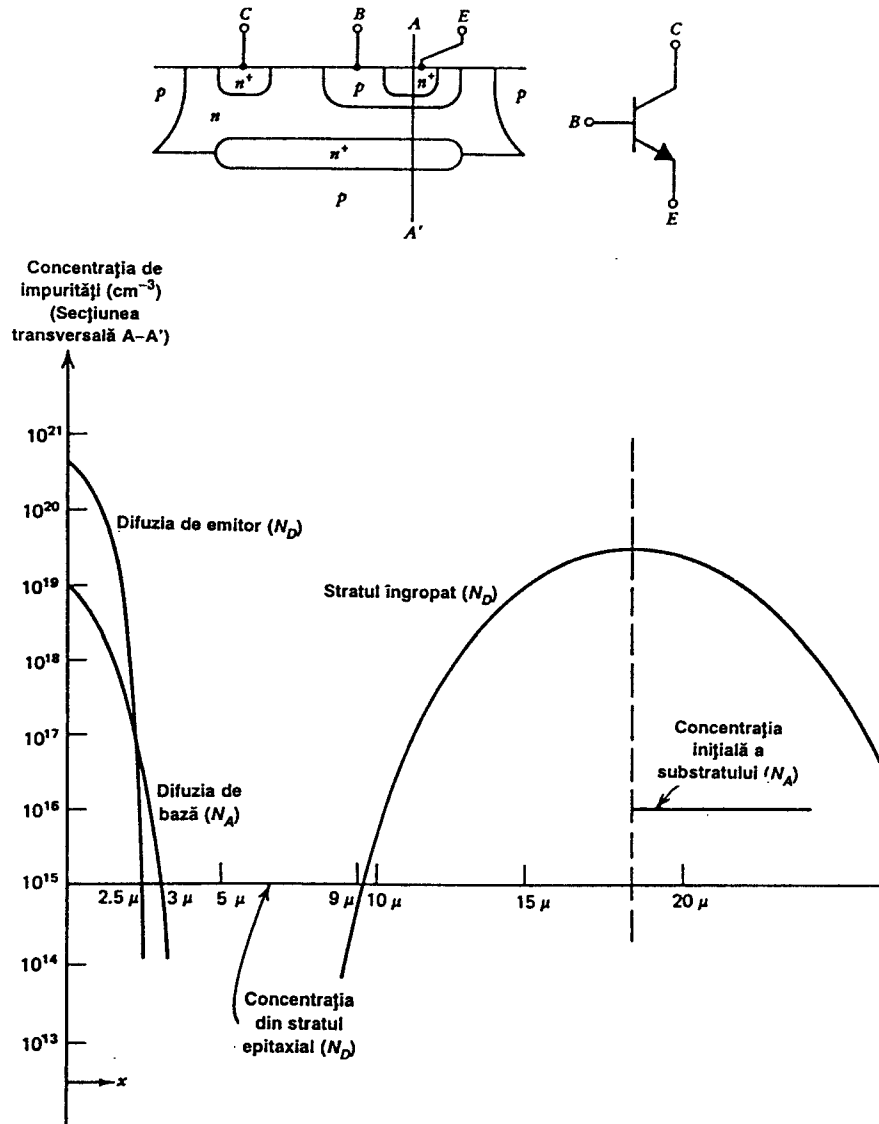


Fig. 2.17 Profilul tipic al concentrației de impurități pentru un tranzistor monolitic npn obținut printr-un proces de tensiune mare cu difuzii adânci.

Succesiunea de etape descrisă anterior permite fabricația simultană a unui număr mare (câteva mii) de circuite complexe pe o plachetă.

Procesul continuă cu testarea electrică la nivel de plachetă a circuitelor. Placheta este introdusă într-un testor care verifică specificațiile electrice pentru fiecare circuit în parte. Circuitele care nu întrunesc specificațiile electrice necesare se marchează cu un punct de cerneală.

Placheta este separată apoi în circuite individuale prin tăiere sau prin zgâriere și rupere de-a lungul zgârieturilor. Bucățile de siliciu care rezultă și care conțin fiecare un circuit se numesc *cipuri* (la singular *cip*)\*. Fiecare cip bun (care se recunoaște după faptul că nu este marcat cu cerneală) este încapsulat, după care este gata pentru sortarea finală.

## 2.4 PROCESE TEHNOLOGICE AVANSATE PENTRU FABRICAȚIA CIRCUITELOR INTEGRATE BIPOLARE

O mare parte a circuitelor integrate analogice fabricate în prezent este produsă folosindu-se procesul tehnologic fundamental, descris în secțiunea anterioară, sau variante ale sale. Procesul este relativ simplu și de cost scăzut. Totuși multe din aplicațiile de circuit importante din punct de vedere comercial au impus creșterea continuă a performanțelor de frecvență fapt reflectat direct în cerința de a se realiza tehnologic tranzistoare cu performanțe de frecvență tot mai bune. Cerința de creștere a vitezei impune o structură de tranzistor având o bază mai subțire (pentru reducerea timpului de tranzit) și dimensiuni globale mai mici (pentru reducerea capacităților parazite). Micșorarea dimensiunilor dispozitivului impune și scăderea proporțională a lărimii regiunilor de sarcină spațială, scădere care la rândul ei cere utilizarea unor tensiuni de lucru mai mici și creșterea concentrațiilor de impurități din structură.

Pentru realizarea acestor cerințe a fost dezvoltată o clasă de tehnologii bipolare care, în comparație cu procesul de tensiune înaltă descris în secțiunea precedentă, folosesc un strat epitaxial mai subțire și mai puternic dopat, izolarea cu oxid și nu cu joncțiuni polarizate invers și un strat de siliciu policristalin care servește ca sursă pentru doparea emitorului. Având în vedere importanța tot mai mare pe care o capătă această clasă de procese bipolare în secțiunea de față se descriu etapele tehnologice ale unui astfel de proces.

Punctul de pornire al acestui proces este similar cu acela al procesului convențional: în substratul de tip *p* se formează, printr-o etapă de mascare și implantare, stratul îngropat  $n^+$ , puternic dopat. După această etapă se crește un strat epitaxial subțire, cu o grosime de ordinul unui  $\mu\text{m}$  și o rezistivitate de aproximativ  $0,5 \Omega\text{cm}$ . Rezultatul obținut după aceste etape este prezentat printr-o secțiune transversală prin plachetă, dată în fig. 2.18.

Urmează o etapă de oxidare localizată prin care se formează regiunile care vor realiza izolarea tranzistoarelor de vecinii lor și a contactului de colector de restul tranzistorului. Această etapă de oxidare este similară cu cea descrisă în Secțiunea 2.2.7 cu excepția faptului că înainte de creșterea stratului de  $\text{SiO}_2$  gros (oxidul de izolare) siliciul se corodează selectiv, numai în regiunile în care va fi crescut oxidul gros. Dacă nu s-ar face această corodare, în regiunile în care are loc creșterea oxidului de izolare s-ar forma denivelări ale suprafeței plachetei.

\* În literatura de limbă engleză se utilizează și denumirea de *die*, la plural *dice* (n.t.).

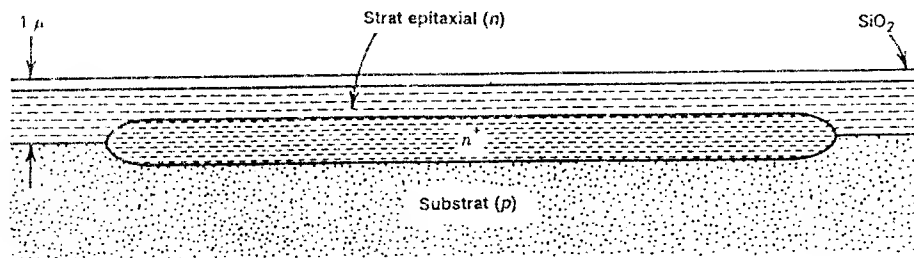


Fig. 2.18 Secțiunea transversală a dispozitivului după procesul de mascare și implantare de strat îngropat și creșterea stratului epitaxial.

Aceste denivelări fac ca grosimea straturilor de metal și de siliciu poli care sunt depuse ulterior să nu fie uniformă (acoperirea suprafeței nu este uniformă). Corodarea siliciului face ca după creșterea oxidului de izolare suprafața să fie aproape plană, eliminându-se astfel în etapele ulterioare ale procesului problemele de acoperire datorate denivelărilor de pe suprafața plăchetei.

Structura care rezultă după această etapă este prezentată în fig. 2.19. De observat că oxidul de izolare se extinde până la substratul de tip  $p$ , izolând astfel între ele regiunile epi de tip  $n$ . Pentru aceste regiuni se folosește deseori și denumirea de „șanțuri”.

Deoarece creșterea unui strat de oxid mai gros de  $1 \mu\text{m}$  necesită timpuri nepractic de lungi, această metodă de izolare se folosește numai pentru structurile de tranzistoare foarte superficiale.

În continuare se realizează două etape de mascare și implantare. În zona corespunzătoare contactului de colector se face o implantare  $n^+$ , de doză mare, care este apoi redistribuită prin difuzie până atinge stratul îngropat, obținându-se astfel o cale de mică rezistență către colector. Zona bazei este definită printr-o a doua mască, baza subțire de tip  $p$  fiind creată prin implantare. Structura care rezultă este prezentată în fig. 2.20.

O problemă dificilă legată de fabricația acestui tip de tranzistor o constituie formarea zonelor foarte subțiri ale bazei și emitorului și apoi asigurarea unui contact ohmic de mică rezistență la aceste zone. În marea majoritate a cazurilor rezolvarea acestei probleme se face prin utilizarea ca sursă de dopare a siliciului policristalin.

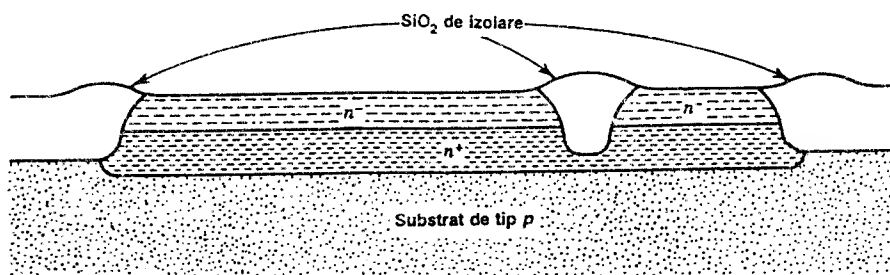


Fig. 2.19 Secțiunea transversală a dispozitivului după corodarea selectivă și oxidarea prin care se formează oxidul gros.

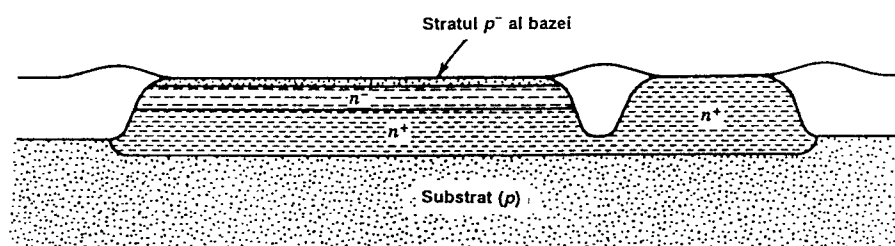


Fig. 2.20 Secțiunea transversală a dispozitivului după mascarea, implantarea și difuzia regiunii  $n^+$  a colectorului și mascarea și implantarea regiunii de tip  $p$  a bazei.

Se depune un strat  $n^+$  de polisiliciu\* care este mascat pentru a fi apoi corodat selectiv, astfel ca să rămână numai în zonele de deasupra emitorului. În cursul etapelor de temperatură ridicată care urmează, dopantul (de obicei arsenicul) difuzează din siliciul poli în siliciu formând regiunea foarte subțire și puternic dopată a emitorului. După depunerea siliciului poli se face o implantare  $p$  de concentrație mare, care conduce la formarea în toată regiunea bazei, cu excepția zonelor care se află sub polisiliciu, a unui strat  $p$  mult mai puternic dopat; polisiliciul este folosit ca o mască care împiedică atomii de bor implantați să ajungă în regiunea de sub siliciul policristalin. Structura care rezultă este prezentată în fig. 2.21.

Structura obținută prin această metodă de formare a zonelor de mică rezistență pentru contactarea bazei se numește *structură autoaliniață*, deoarece alinierea zonei bazei față de emitor se realizează automat și nu depinde de precizia de aliniere a măștilor. Aceeași modalitate de autoalinieră se folosește și în tehnologia MOS care va fi descrisă ulterior în acest capitol. Structura finală a dispozitivului, după metalizare, este prezentată în fig. 2.22. Deoarece șanțurile sunt umplute cu  $\text{SiO}_2$  ferestrele de contact pentru metalizare se pot extinde peste oxid, ceea ce reduce spectaculos dimensiunile minime care pot fi permise pentru zonele de bază și de colector.

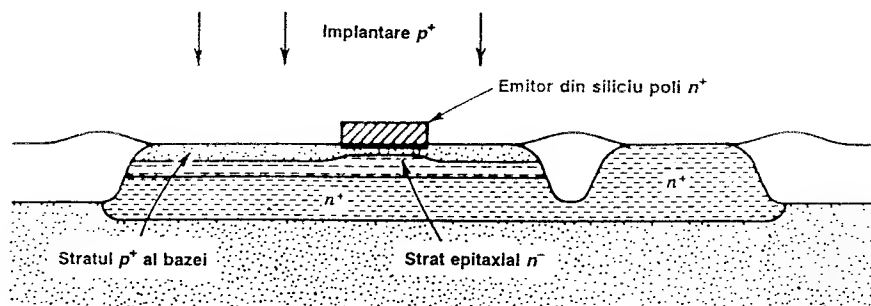


Fig. 2.21 Secțiunea transversală a dispozitivului după depunerea de siliciu poli și mascare, implantarea cu impurități de tip  $p$  a bazei și difuzia termică.

\* Pentru siliciul policristalin se mai folosesc curent, practic cu aceeași frecvență, și următoarele denumiri: polisiliciu, siliciu poli și poli (n.t.).

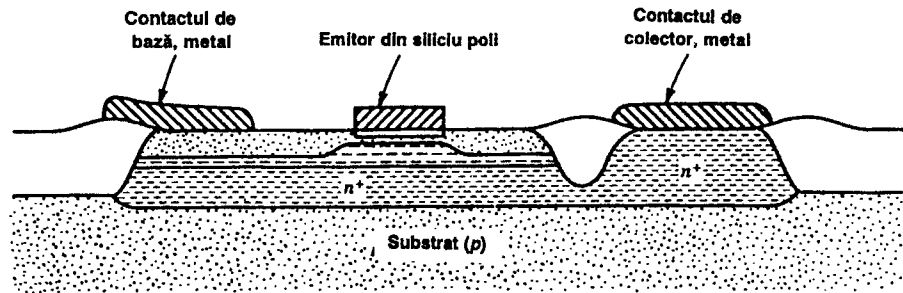


Fig. 2.22 Secțiunea transversală a dispozitivului final. De observat că ferestrele de contact ale bazei și colectorului se pot extinde peste șanțurile umplute cu oxid. Pentru structura prezentată contactul de emitor va fi realizat pe o extindere a emitorului din polisiliciu în afara regiunii active a tranzistorului permițând astfel obținerea unei arii de emitor minim posibilă.

Toată aria de siliciu și polisiliciu liberă de oxid este acoperită de un strat de siliciură de mare conductivitate pentru a reduce la minim rezistențele serie și de contact. Pentru tranzistorul de dimensiuni minime contactul la emitor este realizat prin extinderea polisiliciului către o zonă aflată în afara ariei active a tranzistorului și formarea contactului în acea zonă, la polisiliciu. O fotografie a unui astfel de tranzistor este prezentată în fig. 2.23.

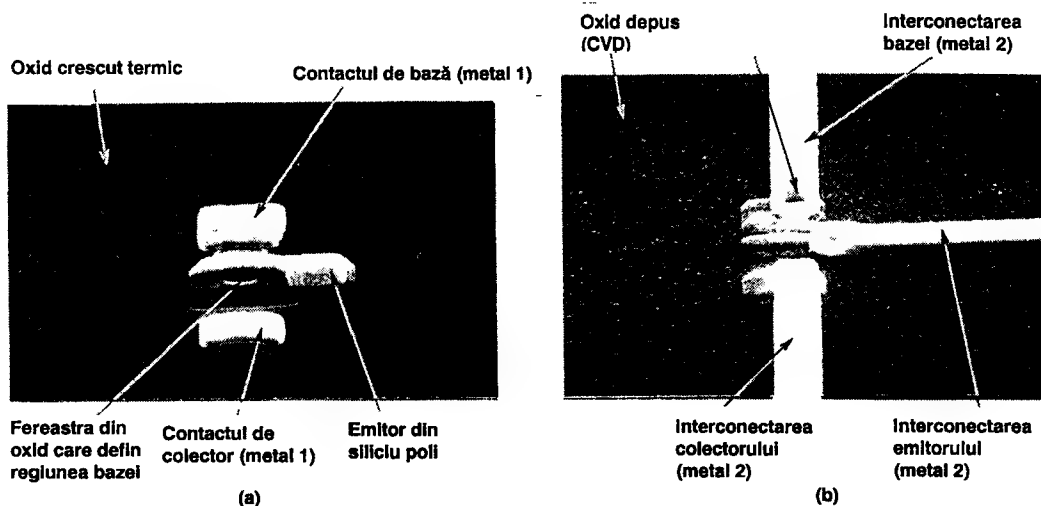


Fig. 2.23. Imagini obținute cu microscopul cu fascicul de electroni cu baleiaj a unui tranzistor bipolar realizat într-un proces avansat cu izolare cu oxid și cu emitor din polisiliciu. (a) După definirea emitorului din polisiliciu și realizarea contactului la bază și colector cu primul nivel de metal. Emitorul din polisiliciu are o lățime de  $1\ \mu\text{m}$ . (b) După depunerea oxidului, corodarea ferestrelor de contact și interconectarea cu cel de al doilea nivel de metal [Fotografiile procesului QUBiC au fost obținute prin amabilitatea companiei Signetics].

Profilul tipic al concentrației de impurități pentru un astfel de tranzistor este prezentat în fig. 2.24.

Folosirea unui contact de emitor aflat la distanță și conectat prin polisiliciu mărește însă rezistența serie a emitorului astfel că în situațiile în care se folosește un emitor de dimensiuni mai mari sau rezistența de emitor este un parametru critic contactul se plasează direct pe emitorul din polisiliciu.

Prin procese<sup>7,8</sup> de fabricație a circuitelor integrate, implementate industrial, asemănătoare cu cel descris mai sus, rezultă tranzistoare având valori ale frecvenței  $f_T$  de peste 10 GHz, față de valoarea tipică de 500 MHz care se obține pentru un proces de tensiune mare cu difuzii adânci.

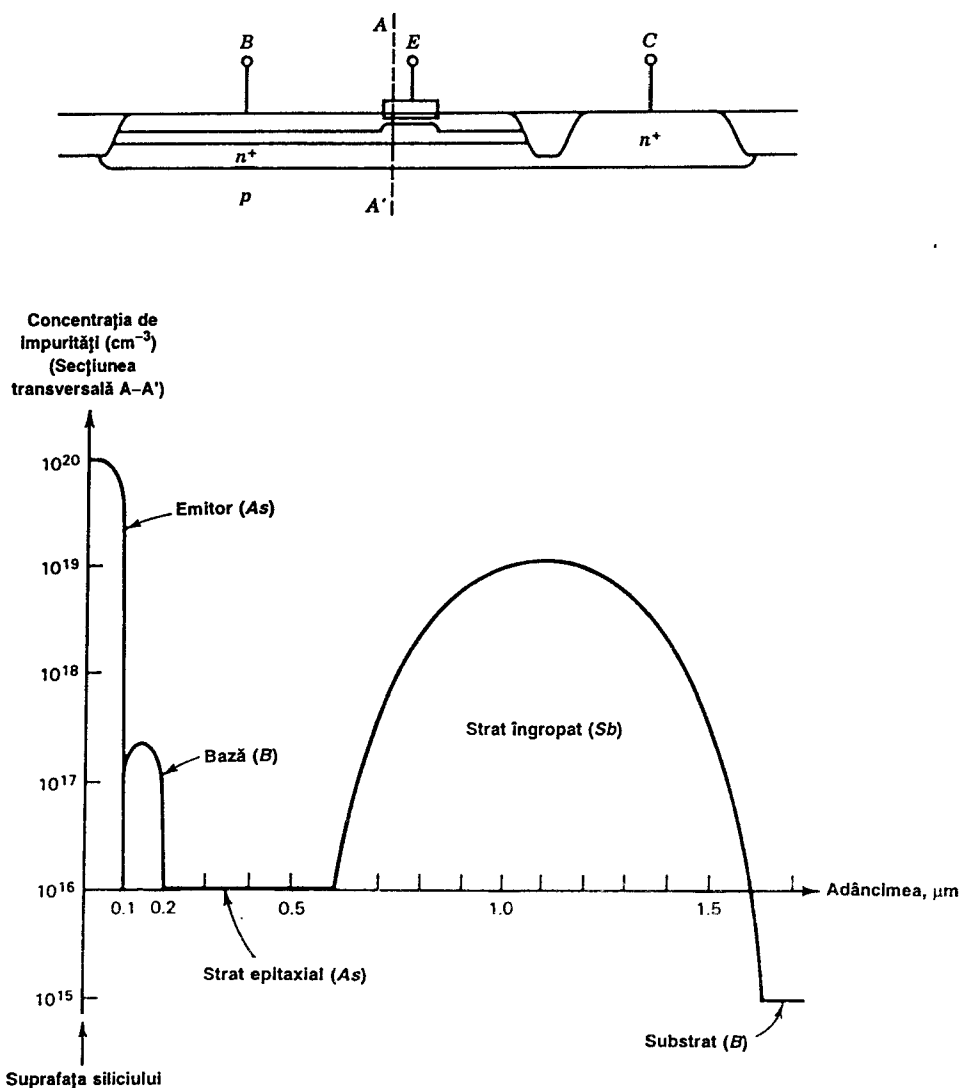


Fig. 2.24 Profilul tipic al concentrației de impurități pentru un tranzistor superficial izolat cu oxid.

## 2.5 DISPOZITIVE ACTIVE ÎN CIRCUITELE INTEGRATE ANALOGICE BIPOLARE

Procesul de fabricație a circuitelor integrate de tensiune mare descris în secțiunea precedentă constituie o dezvoltare a procesului utilizat pentru fabricația tranzistoarelor *npn* dublu-difuzate epitaxiale. Ca urmare, acest proces produce în mod inherent tranzistoare *npn* dublu difuzate cu performanțe relativ ridicate.

Procesele tehnologice avansate duc mai departe îmbunătățirea tuturor performanțelor tranzistorului, cu excepția tensiunii de străpungere. În multe circuite analogice în afara tranzistoarelor *npn* sunt necesare însă și tranzistoarele *pnp*; o dezvoltare importantă în evoluția tehnologiilor de circuite integrate analogice a constituit-o inventarea unor structuri de dispozitiv care au permis și realizarea de tranzistoare *pnp* prin tehnologia standard. În această secțiune se vor examina structura și proprietățile tranzistoarelor *npn*, *pnp* lateral și *pnp* de substrat, considerându-se mai ales exemple din procesul de tensiune mare.

Structurile disponibile în tehnologiile mult mai avansate sunt asemănătoare, cu excepția faptului că răspunsul lor în frecvență este, corespunzător, mai bun. În această prezentare se vor include și parametrii de dispozitiv reprezentativi din aceste tehnologii mai noi.

### 2.5.1 Tranzistorul *npn* de circuit integrat

Structura unui tranzistor *npn* de circuit integrat de tensiune mare a fost descrisă în secțiunea anterioară. În fig. 2.25 acest tranzistor este prezentat în plan și în secțiune.

În regiunea activă directă, singura parte activă din punct de vedere electric a structurii (aceea care asigură câștigul în curent) este dată de regiunea bazei care se găsește sub difuzia de emitor. Restul structurii asigură legătura cu contactele de pe suprafață ale celor trei terminale ale tranzistorului și izolarea față de restul de dispozitive aflate pe același cip. Din punct de vedere electric efectul principal dat de aceste regiuni este acela de a contribui cu rezistențe și capacități parazite. Pentru a se asigura o descriere corectă a funcționării la frecvențe înalte, aceste elemente parazite trebuie să fie incluse în schema echivalentă de semnal mic a dispozitivului.

O deosebire importantă între proiectarea de circuite integrate și proiectarea de circuite cu componente discrete este aceea că proiectantul de circuite integrate are posibilitatea de a utiliza o geometrie a dispozitivului care este optimizată în mod specific pentru setul particular de condiții din circuitul dat. Ca urmare rezultă că problema de proiectare a unui circuit include și o parte de proiectare a dispozitivului. De exemplu, de multe ori este necesar un tranzistor de curent mare pentru a fi utilizat în etajul de ieșire al unui amplificator. Un astfel de tranzistor se poate realiza prin utilizarea unei geometrii mai mari decât geometria standard, tranzistorul fiind de fapt compus din mai multe tranzistoare standard legate în paralel. Geometrie mai mare înseamnă însă, față de geometria standard, și capacități bază-emitor, colector-bază și colector-substrat mai mari, fapt care va trebui luat în considerație la analiza răspunsului în frecvență al circuitului.

Rezultă că proiectantul de circuite integrate trebuie să fie capabil să determine efectele pe care le introduce modificarea geometriei dispozitivului asupra caracteristicilor sale și să poată estima parametrii importanți ai dispozitivului căruia îi cunoaște structura și profilul concentrației de impurități.

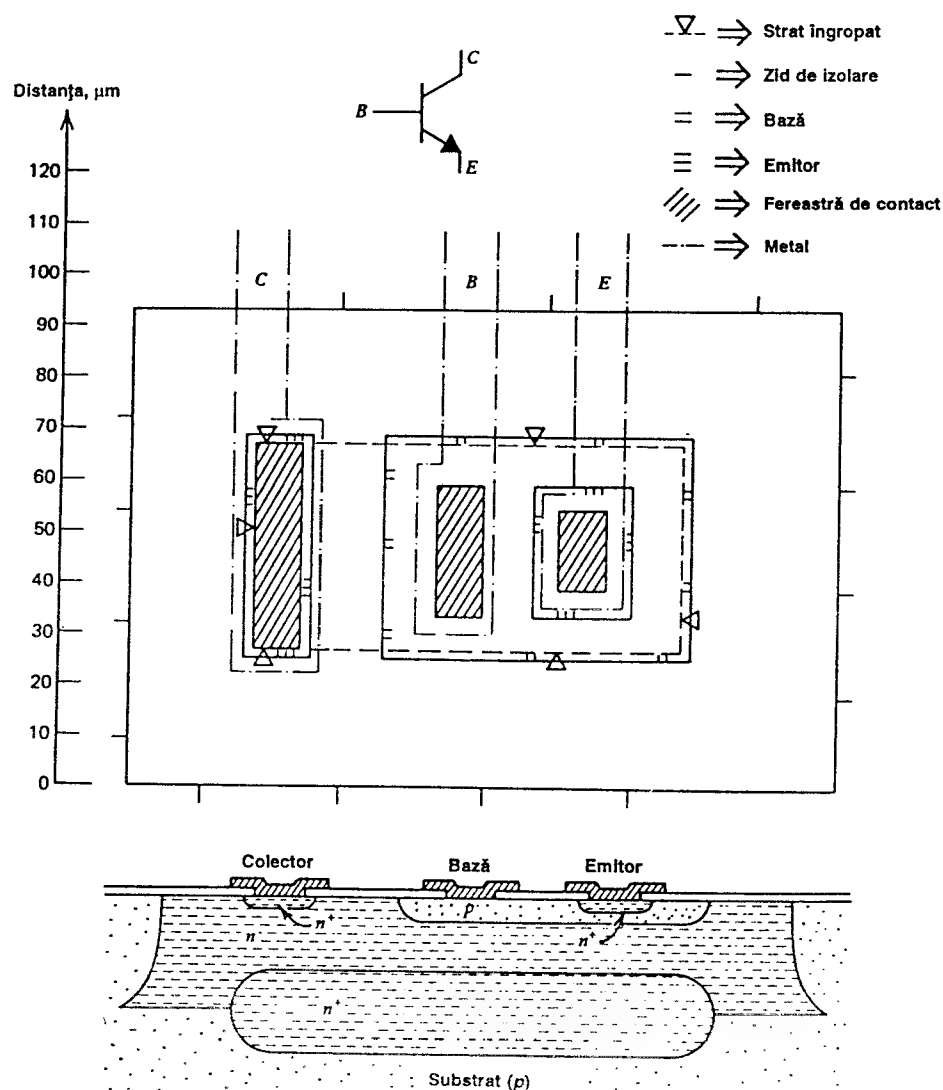


Fig. 2.25 Tranzistorul *npn* de circuit integrat. Codurile fiecărei măști sunt indicate în partea din dreapta sus a figurii.

Pentru a ilustra o astfel de procedură se vor calcula parametrii de model pentru tranzistorul *npn* din fig. 2.25. Această structură este tipică pentru tranzistoarele de geometrie minimă, din circuitele cu strat epitaxial cu o rezistivitate de  $5 \Omega\text{cm}$  și o grosime de  $17 \mu\text{m}$ .

Difuzia de emitor este de  $20 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$ , ceea ce dă o bază de  $45 \mu\text{m} \times 95 \mu\text{m}$ , iar gatarea bazei, zid de izolare de  $10 \mu\text{m}$ . Distanța de totdeauna dintre difuziile de  $10 \mu\text{m} \times 95 \mu\text{m}$ .

Geometria dispozitivelor destinate pentru rezistivități și grosimi de strat epitaxial de valori mai mici este mult mai mică; garda bază-zid de izolare este dictată de difuzia laterală a regiunii de izolare plus grosimea regiunilor golite asociate joncțiunilor bază-colector și colector-zid de izolare.



**Curentul de saturație** În *Capitolul 1* s-a arătat că pentru un tranzistor cu baza gradată curentul de saturație este dat de

$$I_s = \frac{qA\bar{D}_n n_i^2}{Q_B} \quad (2.16)$$

unde  $A$  este aria joncțiunii emitor-bază,  $Q_B$  — numărul total de atomi de impuritate din bază pe unitate de arie,  $n_i$  — concentrația intrinsecă a purtătorilor de sarcină și  $\bar{D}_n$  — coeficientul de difuzie efectiv al electronilor în regiunea bazei tranzistorului. Mărimea  $Q_B$  se poate interpreta ca fiind aria cuprinsă sub curba concentrației de impurități din bază (vezi fig. 2.17). Deși această mărime se poate găsi grafic, ea se determină mult mai ușor experimental prin măsurarea tensiunii bază-emitor pentru un curent de colector constant. Înlocuind (2.16) în (1.35) se găsește

$$\frac{Q_B}{\bar{D}_n} = A \frac{q n_i^2}{I_C} \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \quad (2.17)$$

mărimea  $Q_B$  determinându-se din această relație.

### ■ EXEMPLU

Pentru un tranzistor de test având o arie de emitor de  $100 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$  se măsoară o tensiune bază-emitor de 550 mV la un curent de colector de  $10 \mu\text{A}$ . Să se estimeze  $Q_B$  dacă  $T = 300 \text{ K}$ .

Din *Capitolul 1* se știe că  $n_i = 1,5 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ . Înlocuind în (2.17) se obține:

$$\frac{Q_B}{\bar{D}_n} = (100 \times 10^{-2})^2 \frac{1,6 \times 10^{-19} \times 2,25 \times 10^{20}}{10^{-5}} e^{550/26} = 5,54 \times 10^{11} \text{ cm}^{-4} \text{ s}.$$

Pentru nivelele de dopare din bază, o valoare aproximativă a constantei de difuzie a electronilor,  $\bar{D}_n$ , este:

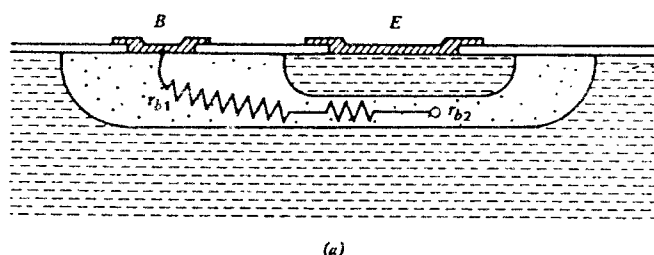
$$\bar{D}_n = 13 \text{ cm}^2 \text{ s}^{-1}.$$

Deci, pentru acest exemplu

$$Q_B = 5,54 \times 10^{11} \times 13 \text{ cm}^{-2} = 7,2 \times 10^{12} \text{ atomi/cm}^2.$$

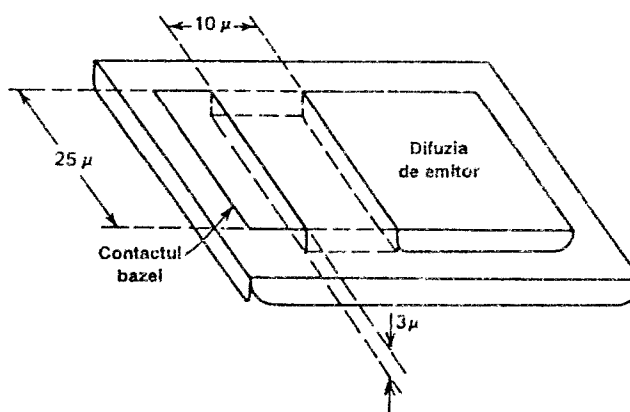
De observat că mărimea  $Q_B$  depinde de profilele de difuzie, având deci valori diferite pentru diverse tipuri de proces. În general vorbind, în procesele de fabricație destinate pentru tensiuni de lucru mai mici se întâlnesc valori mai mici și pentru  $Q_B$  deoarece se utilizează regiuni de bază mai subțiri. Pentru un proces dat,  $Q_B$  poate varia față de valoarea nominală cu un factor de doi sau trei, ca urmare a variațiilor din procesul de difuzie.

Importanța majoră a valorii numerice a mărimii  $Q_B$  constă în aceea că ea permite calculul curentului de saturație  $I_s$  pentru orice structură de dispozitiv odată ce este cunoscută aria joncțiunii emitor-bază.



(a)

Fig. 2.26a Componentele rezistenței serie a bazei pentru un tranzistor npn.



(b)

Fig. 2.26b Calculul rezistenței  $r_{b1}$ . Componenta  $r_{b1}$  a rezistenței serie a bazei se poate aproxima ca fiind egală cu rezistența blocului paralelipipedic.

**Rezistența serie a bazei,  $r_b$ .** Deoarece contactul bazei și regiunea activă a bazei sunt fizic separate, între ele apare o rezistență serie importantă. Această rezistență poate avea un efect semnificativ asupra câștigului la frecvență înaltă și asupra performanțelor de zgomot ale tranzistorului. Rezistența serie a bazei se compune din două părți notate  $r_{b1}$  și  $r_{b2}$  (vezi fig. 2.26a). Rezistența  $r_{b1}$  corespunde regiunii aflate între contactul bazei și marginea difuziei de emitor, iar rezistența  $r_{b2}$  corespunde regiunii aflate între marginea difuziei de emitor și locul din regiunea activă a bazei prin care trece de fapt curentul de la emitor spre colector.

Componenta  $r_{b1}$  se poate estima neglijând efectele de margine și presupunând că este dată de rezistența unui paralelipiped — după cum se indică în fig. 2.26b. Pentru o valoare de  $100 \Omega/\square$  a rezistenței pe pătrat a bazei și cu dimensiunile tipice date în fig. 2.26b se obține:

$$r_{b1} = \frac{10 \mu}{25 \mu} 100 \Omega = 40 \Omega .$$

Calculul componentei  $r_{b2}$  este mai complicat din cauza mai multor factori. În primul rând, curgerea curentului în această regiune nu este bine modelată de o singură rezistență deoarece rezistența bazei este distribuită în toată regiunea activă a bazei, efectele bidimensionale fiind astfel importante. În al doilea rând, chiar pentru valori moderate ale curentului, efectul de aglomerare a curentului<sup>9</sup> face ca injecția din emitor în bază să aibă loc în principal pe

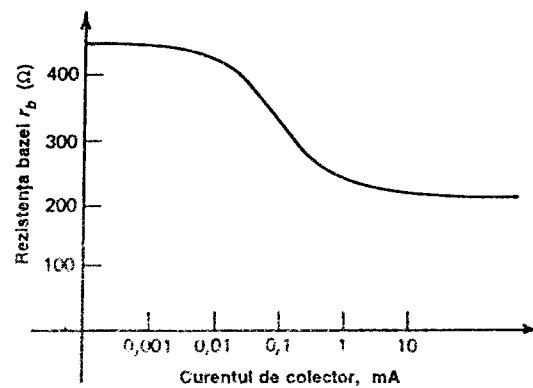


Fig. 2.27 Variația tipică a rezistenței efective de semnal mic a bazei în funcție de curentul de colector pentru un tranzistor  $n p n$  de circuit integrat.

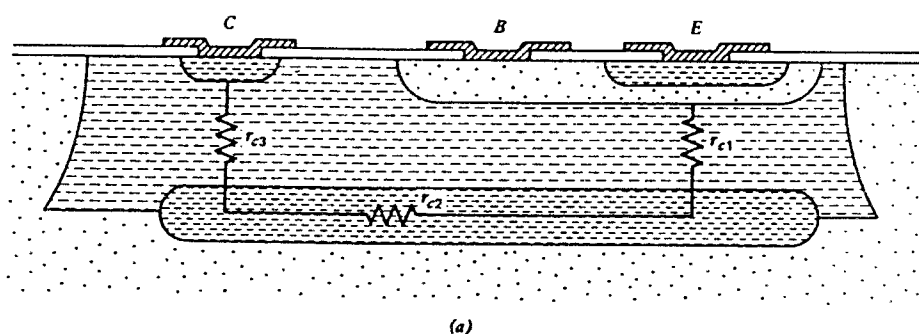
periferia difuziei de emitor. La nivele mari de curent tot curentul curge pe periferia difuziei de emitor, valoarea efectivă a rezistenței  $r_b$  tinzând către  $r_{b1}$ . În această situație porțiunea din bază care se află direct sub emitor nu mai este implicată în funcționarea tranzistorului. Variația tipică a rezistenței serie a bazei,  $r_b$ , în funcție de curentul de colector care se constată pentru tranzistorul  $n p n$  cu geometria din fig. 2.25 este indicată în fig. 2.27.

În cazul tranzistoarelor destinate aplicațiilor de zgomot mic și/sau de frecvență înaltă, este important ca  $r_b$  să aibă o valoare cât mai mică. În acest caz strategia de proiectare a geometriei tranzistorului trebuie să urmărească ca perimetrul emitorului care este adiacent contactului bazei să fie cât mai mare și în același timp ariile joncțiunilor emitor-bază și colector-bază trebuie reduse la minim pentru a avea capacități cât mai mici. În cazul tranzistoarelor de înaltă frecvență, aceste cerințe impun utilizarea unei geometrii pentru emitor care constă din mai multe benzi înguste între care se află contactele de bază. Ușurința cu care proiectantul poate încorpora în proiect astfel de geometrii de tranzistoare este un exemplu al flexibilității pe care o permite realizarea monolitică.

**Rezistența serie a colectorului,  $r_c$ .** Rezistența serie a colectorului este importantă atât în aplicațiile din circuitele de înaltă frecvență cât și în acelea de joasă frecvență în care se cere o valoare mică a tensiunii de saturație colector-emitor. Din cauza formei complexe a regiunii de colector valoarea rezistenței de colector se poate determina prin analiză manuală numai în mod aproximativ. Din fig. 2.28a se observă că rezistența serie de colector are trei componente:  $r_{c1}$  de la joncțiunea colector-bază la stratul îngropat,  $r_{c2}$  — stratul îngropat de la regiunea de sub emitor până la regiunea de sub contactul de colector și  $r_{c3}$  de la stratul îngropat până la contactul de colector. Rezistența serie de semnal mic a colectorului, în regiunea activă directă, se obține prin adunarea valorilor celor trei rezistențe.

## ■ EXEMPLU

Să se estimeze valoarea rezistenței serie de colector a tranzistorului din fig. 2.25 presupunând că are profilul de dopare din fig. 2.17.

Fig. 2.28a Componentele rezistenței seriei a colectorului,  $r_c$ .

Începem cu calculul rezistenței  $r_{c1}$ . Grosimea stratului epitaxial (slab dopat) aflat între joncțiunea colector-bază și stratul îngropat este de  $6 \mu\text{m}$ . Presupunând că tensiunea pe joncțiunea colector-bază este nulă utilizarea rezultatelor din *Capitolul 1* conduce la concluzia că grosimea regiunii golite este de aproximativ  $1 \mu\text{m}$ . Deci grosimea materialului din stratul epitaxial, sub difuzia bazei, în care nu s-a extins regiunea golită este de  $5 \mu\text{m}$ . Secțiunea transversală efectivă a rezistenței  $r_{c1}$  este mai mare lângă stratul îngropat, decât lângă joncțiunea colector-bază. Dimensiunile pe mască ale emitorului sunt  $20 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$ , iar ale stratului îngropat  $41 \mu\text{m} \times 85 \mu\text{m}$ . Deoarece într-o aproximație destul de bună difuzia laterală a stratului îngropat se poate lua egală cu difuzia sa verticală în stratul epitaxial, pe fiecare margine trebuie să se adauge încă, aproximativ,  $8 \mu\text{m}$  obținându-se astfel o arie efectivă de  $57 \mu\text{m} \times 101 \mu\text{m}$ .

Un calcul exact al rezistenței acestei regiuni tridimensionale implică rezolvarea ecuației Laplace cu condiții la limită destul de complexe. În consecință, recurgem la o soluție aproximativă modelând regiunea printr-un trunchi de piramidă cu baza dreptunghiulară ca în

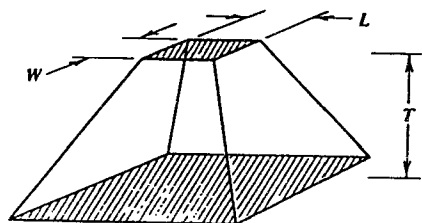


Fig. 2.28b Model pentru calculul rezistenței serie de colector.

Fig. 2.28b. Cu presupunerea că suprafețele superioară și inferioară ale regiunii sunt echipotențiale și că curgerea curentului are loc numai pe verticală, se poate arăta că rezistența structurii este dată de relația

$$R = \frac{\rho T}{WL} \frac{\ln \frac{b}{a}}{a - b} \quad (2.18)$$

unde  $T$  este grosimea regiunii,  $\rho$  — rezistivitatea materialului,  $W, L$  — lățimea, respectiv lungimea suprafeței dreptunghiulare superioare,  $a$  — raportul între lățimea suprafeței dreptunghiulare inferioare și lățimea suprafeței

dreptunghiulare superioare.  $b$  — raportul între lungimea suprafeței dreptunghiulare inferioare și lungimea suprafeței dreptunghiulare superioare. Aplicarea directă a acestei formule la exemplul în discuție va da o valoare nerealist de mică a rezistenței, din cauză că ipoteza curgerii unidimensionale este serios violată atunci când dimensiunile suprafeței dreptunghiulare inferioare sunt mult mai mari ca acelea ale suprafeței dreptunghiulare superioare. Formula 2.18 conduce la rezultate realiste în cazul în care fețele laterale formează cu verticala un unghi de

cel mult  $60^\circ$ . Dacă unghiul crește peste această valoare rezistența nu va mai crește prea mult (calea pe care o parcurge curentul între electrodul superior și regiunile depărtate ale electrodului inferior devine foarte lungă). Deci pentru determinarea dimensiunilor efective ale electrodului inferior se vor considera separat dimensiunile stratului îngropat și dimensiunile emitorului plus, aproximativ, dublul grosimii regiunii de colector și se vor alege valorile cele mai mici.

Pentru cazul rezistenței  $r_{c1}$

$$T = 5 \mu\text{m} = 5 \times 10^{-4} \text{ cm} ,$$

$$\rho = 5 \Omega \text{ cm} .$$

Vom presupune că dimensiunile efective ale emitorului sunt acelea de pe mască plus, pe fiecare margine, încă aproximativ  $2 \mu\text{m}$ , datorită difuziei laterale. Deci:

$$T = 20 \mu\text{m} + 4 \mu\text{m} = 24 \times 10^{-4} \text{ cm} ,$$

$$L = 25 \mu\text{m} + 4 \mu\text{m} = 29 \times 10^{-4} \text{ cm} .$$

Pentru acest caz marginile stratului îngropat sunt depărtate față de marginile emitorului cu mai mult de dublul grosimii  $T$ , pe toate cele patru laturi (se ia în considerare și difuzia laterală). Prin urmare dimensiunile *efective* ale stratului îngropat pe care le vom utiliza în (2.18) sunt

$$W_{si} = W + 2T = 24 \mu\text{m} + 10 \mu\text{m} = 34 \times 10^{-4} \text{ cm} ,$$

$$L_{sj} = L + 2T = 29 \mu\text{m} + 10 \mu\text{m} = 39 \times 10^{-4} \text{ cm}$$

și se obține

$$a = \frac{34 \mu\text{m}}{24 \mu\text{m}} = 1,42 ,$$

$$b = \frac{39 \mu\text{m}}{29 \mu\text{m}} = 1,34 .$$

Din (2.18) rezultă

$$r_{c1} = \frac{(5)(5 \times 10^{-4})}{(24 \times 10^{-4})(29 \times 10^{-4})} (0,72) \Omega = 258 \Omega .$$

În continuare vom calcula rezistența  $r_{c2}$ , presupunând o valoare a rezistenței pe pătrat a stratului îngropat de  $20 \Omega/\square$ . Distanța de la centrul emitorului până la centrul difuziei contactului de colector este de  $62 \mu\text{m}$ , iar lățimea stratului îngropat de  $41 \mu\text{m}$ . Rezultă, aproximativ,

$$r_{c2} = (20 \Omega/\square) \frac{L}{W} = (20 \Omega/\square) \frac{62 \mu\text{m}}{41 \mu\text{m}} = 30 \Omega .$$

În acest calcul nu s-a mai luat în considerație difuzia stratului îngropat în stratul epitaxial și în substrat deoarece rezistența stratului îngropat este determinată de fapt de numărul total de impurități difuzate în siliciu (vezi expresia 2.15), care este dat de dimensiunile măștii și de rezistența pe pătrat a stratului îngropat.

Calculul rezistenței  $r_{c3}$  începe cu estimarea dimensiunilor difuziei  $n^+$  ale contactului de colector, care sunt de  $18 \mu\text{m} \times 49 \mu\text{m}$  (inclusiv difuzia laterală). Distanța de la stratul îngropat până la fundul difuziei  $n^+$  este de  $6,5 \mu\text{m}$  (vezi fig. 2.16). Deci în acest caz  $T=6,5 \mu\text{m}$ . Pe cele trei părți ale difuziei  $n^+$  a contactului de colector care nu se află față în față cu difuzia de bază, difuzia laterală a stratului îngropat se extinde față de difuzia  $n^+$  numai cu  $4 \mu\text{m}$ ; ca

urmărire dimensiunile efective ale stratului îngropat pe aceste trei laturi sunt determinate chiar de marginile stratului îngropat. Pe partea care se află față în față cu difuzia de bază marginea efectivă a stratului îngropat se plasează față de marginea difuziei  $n^+$  la o distanță  $2T$ , sau  $13 \mu\text{m}$ . Deci pentru calculul rezistenței  $r_{c3}$  dimensiunile efective ale stratului îngropat vor fi  $35 \mu\text{m} \times 57 \mu\text{m}$ . Din (2.18) se obține

$$r_{c3} = \frac{(5)(6,5 \times 10^{-4})}{(18 \times 10^{-4})(49 \times 10^{-4})} (0,66) \Omega = 243 \Omega .$$

Rezistența serie totală de colector este

$$r_c = r_{c1} + r_{c2} + r_{c3} = 531 \Omega .$$

Valorile reale care se constată pentru astfel de tranzistoare sunt întrucâtva mai mici decât această valoare din trei motive. Primul este dat de faptul că s-a aproximat curgerea de curent ca fiind unidimensională, cu toate că în realitate ea este tridimensională. Al doilea se referă la faptul că pentru tensiuni colector-bază mai mari, regiunea golită a joncțiunii colector-bază se extinde și mai mult în stratul epitaxial micșorând astfel valoarea rezistenței  $r_{c1}$ . Ultimul motiv este acela că, în fond, de multe ori valoarea importantă a rezistenței  $r_c$  este aceea pentru tranzistorul saturat. La saturație, joncțiunea colector-bază polarizată direct injectează goluri în regiunea de sub bază a stratului epitaxial. Aceste goluri modulează conductivitatea regiunii respective chiar pentru valori moderate ale curentului<sup>10</sup>. Deci rezistența de colector care se măsoară atunci când tranzistorul este saturat este apropiată de  $(r_{c2} + r_{c3})$  deci, aproximativ  $250\text{—}300 \Omega$ . Rezultă că rezistența de colector este mai mică în saturație decât în regiunea activă directă.

**Capacitatea colector-bază.** Capacitatea colector-bază este dată atât de porțiunea plăci a fundului joncțiunii colector-bază cât și de pereții săi laterali. Această joncțiune este formată prin difuzia borului în stratul epitaxial pentru care vom lua o rezistivitate de  $5 \Omega\text{cm}$ , corespunzând unei concentrații de impurități de  $10^{15}$  atomi/ $\text{cm}^3$ . Stratul epitaxial uniform dopat are o concentrație de impurități mult mai mică ca aceea din regiunea difuzată  $p$ ; ca urmare joncțiunea va fi bine aproximată printr-o joncțiune abruptă, asimetrică, pentru care regiunea golită se află în întregime în stratul epitaxial. În condițiile acestor presupuneri, se pot aplica rezultatele din *Capitolul 1* referitoare la joncțiunea abruptă.

Aceste rezultate s-au trasat grafic, pentru comoditate, în fig. 2.29, care constituie reprezentarea grafică a relației

$$\frac{C_j}{A} = \sqrt{\frac{q \epsilon N_B}{2(\psi_0 + V_R)}} \quad (2.19)$$

în care  $N_B$  este concentrația de impurități în stratul epitaxial și  $V_R$  tensiunea inversă aplicată pe joncțiune. Curbele din fig. 2.29 se pot folosi și pentru determinarea valorii lății regiunii golite în funcție de tensiunea aplicată, deoarece această lățime este invers proporțională cu capacitatea. Pe marginea din dreapta a figurii se află scala pentru lățimea regiunii golite, exprimată în  $\mu\text{m}$ . Trebuie observat că pe axa orizontală din fig. 2.29 se află diferența *totală* de potențial pe joncțiune dată de tensiunea aplicată plus diferența de potențial internă,  $\psi_0$ . Deci pentru utilizarea acestor curbe este necesar să calculăm diferența internă de potențial. Deoarece pentru o joncțiune difuzată calculul diferenței interne de potențial poate să fie complicat și ținând seama de faptul că valoarea sa este de fapt slab dependentă de detaliile profilului de

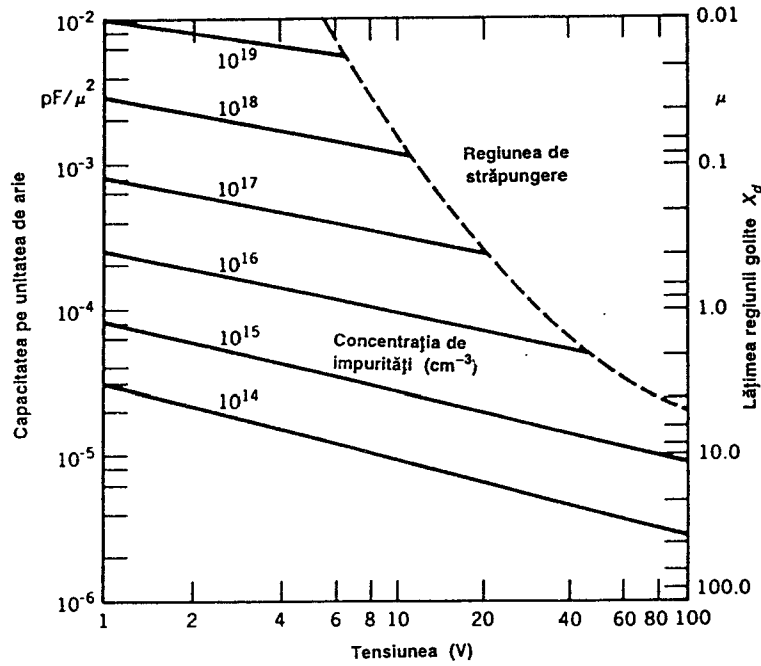


Fig. 2.29 Capacitatea și lățimea regiunii golite a unei joncțiuni  $pn$  abrupte asimetrice în funcție de tensiunea aplicată și de concentrația de impurități din partea mai slab dopată a joncțiunii<sup>11</sup>.

concentrație, se poate presupune că are o valoare de aproximativ 0,55 V pentru joncțiunea colector-bază, de aproximativ 0,52 V pentru joncțiunea colector-substrat și de aproximativ 0,7 V pentru joncțiunea emitor-bază.

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze capacitatea colector-bază a tranzistorului din fig. 2.25.

Valoarea capacității pe unitatea de arie a joncțiunii colector-bază, la polarizare nulă, este de de aproximativ  $10^{-4}$  pF/ $\mu\text{m}^2$  (vezi fig. 2.29).

Aria totală a joncțiunii colector-bază este dată de aria de fund plus aria laterală a difuziei de bază. Aria de fund (vezi fig. 2.25) este

$$A_{\text{fund}} = 60 \mu\text{m} \times 45 \mu\text{m} = 2700 \mu\text{m}^2.$$

După cum rezultă din fig. 2.17 zona laterală a difuziei de bază se poate aproxima cu un sfert dintr-un cilindru, rezultând o arie laterală

$$A_{\text{lateral}} = P \times d \times \frac{\pi}{2}$$

unde  $P$  este perimetrul regiunii bazei iar  $d$  adâncimea difuziei de bază. Înlocuind valorile numerice se obține

$$A_{\text{lateral}} = 3 \mu\text{m} \times (60 \mu\text{m} + 60 \mu\text{m} + 45 \mu\text{m} + 45 \mu\text{m}) \times \frac{\pi}{2} = 989 \mu\text{m}^2$$

capacitatea totală fiind

$$C_{\mu 0} = (A_{\text{fund}} + A_{\text{lateral}}) (10^{-4} \text{ pF}/\mu\text{m}^2) = 0,36 \text{ pF} .$$

**Capacitatea colector-substrat.** Capacitatea colector-substrat este compusă din trei părți: prima este dată de joncțiunea strat îngropat-substrat, a doua de aria laterală a difuziei de izolare și a treia de joncțiunea strat epitaxial-substrat. Deoarece substratul are o concentrație de impurități de aproximativ  $10^{16} \text{ cm}^{-3}$ , el este mult mai puternic dopat decât stratul epitaxial; rezultă că vom putea presupune că atât capacitatea laterală cât și capacitatea strat epitaxial-substrat corespund unor joncțiuni abrupte asimetrice, partea mai slab dopată fiind stratul epitaxial. În condițiile acestei presupunerii, capacitatea pe unitatea de arie în aceste regiuni este aceeași ca și pentru joncțiunea colector-bază.

#### ■ EXEMPLU

Să se calculeze capacitatea colector-substrat a tranzistorului standard din fig. 2.25. Aria laterală a joncțiunii colector-substrat este

$$A_{\text{lateral}} = 17 \mu\text{m} \times (140 \mu\text{m} + 140 \mu\text{m} + 95 \mu\text{m} + 95 \mu\text{m}) \times \frac{\pi}{2} = 12550 \mu\text{m}^2 .$$

Vom presupune că stratul îngropat acoperă de fapt o arie definită de dimensiunile de pe mască (vezi fig. 2.25) adică  $41 \mu\text{m} \times 85 \mu\text{m}$ , plus încă  $8 \mu\text{m}$  pe fiecare latură datorită difuziei laterale a stratului îngropat. Se obține o arie totală de  $57 \mu\text{m} \times 101 \mu\text{m}$ . Aria joncțiunii dintre stratul epitaxial și substrat este dată de aria totală a insulei izolate minus aria stratului îngropat:

$$A_{\text{epi-substrat}} = (140 \mu\text{m} \times 95 \mu\text{m}) - (57 \mu\text{m} \times 101 \mu\text{m}) = 7543 \mu\text{m}^2$$

Capacitățile joncțiunilor laterale și strat epitaxial-substrat sunt (se utilizează o capacitate pe unitatea de arie de  $10^{-4} \text{ pF}/\mu\text{m}^2$ ):

$$C_{cs0(\text{lateral})} = (12550 \mu\text{m}^2) (10^{-4} \text{ pF}/\mu\text{m}^2) = 1,2 \text{ pF} ,$$

$$C_{cs0(\text{epi-substrat})} = (7543 \mu\text{m}^2) (10^{-4} \text{ pF}/\mu\text{m}^2) = 0,75 \text{ pF} .$$

Partea cea mai slab dopată a joncțiunii strat îngropat-substrat este substratul. Presupunând o concentrație de impurități de  $10^{16} \text{ atomi}/\text{cm}^3$  și o diferență internă de potențial de  $0,52 \text{ V}$ , capacitatea pe unitatea de arie, la o polarizare nulă, rezultă de  $3,3 \times 10^{-4} \text{ pF}/\mu\text{m}^2$ . Deoarece aria stratului îngropat este

$$A_{\text{si}} = 57 \mu\text{m} \times 101 \mu\text{m} = 5757 \mu\text{m}^2 ,$$

capacitatea strat îngropat-substrat la polarizare nulă rezultă direct:

$$C_{cs0}(\text{strat îngropat}) = (5757 \mu\text{m}^2) (3,3 \times 10^{-4} \text{ pF}/\mu\text{m}^2) = 1,89 \text{ pF} .$$

Capacitatea totală colector-substrat, pentru o polarizare nulă, este deci

$$C_{cs0} = 1,2 \text{ pF} + 0,75 \text{ pF} + 1,89 \text{ pF} = 3,84 \text{ pF} .$$



**Capacitatea emitor-bază.** Joncțiunea emitor-bază a unui tranzistor are un profil de concentrație care face ca aproximarea cu o joncțiune abruptă să nu fie corectă, deoarece concentrațiile de ambele părți ale joncțiunii variază cu distanța după o lege destul de complicată. Mai mult, capacitatea laterală pe unitatea de arie nu este constantă ci variază cu distanța de la suprafață, deoarece concentrația de impurități în bază variază cu distanța de la suprafață. O evaluare precisă a acestei capacități se poate realiza numeric, dar o estimare de prim ordin se poate obține calculând capacitatea ca pentru o joncțiune abruptă cu o concentrație de impurități a părții mai slab dopate egală cu concentrația în bază la marginea joncțiunii. Capacitatea laterală se neglijează.

## ■ EXEMPLU

Să se calculeze capacitatea joncțiunii emitor-bază, la polarizare nulă, a tranzistorului standard din fig. 2.25.

Pentru început vom estima concentrația de impurități în bază la marginea dinspre emitor. Din fig. 2.17 se deduce că această concentrație este de aproximativ  $10^{17}$  atomi/cm<sup>3</sup>. Din fig. 2.29 rezultă o capacitate pe unitatea de arie, la polarizare nulă, de  $10^{-3}$  pF/μm<sup>2</sup> (s-a presupus o joncțiune abruptă). Deoarece aria părții de fund a joncțiunii emitor-bază este de  $25\text{ }\mu\text{m} \times 20\text{ }\mu\text{m}$ , capacitatea acestei părți va fi

$$C_{\text{fund}} = 500\text{ }\mu\text{m}^2 \times 10^{-3}\text{ pF}/\mu\text{m}^2 = 0,5\text{ pF}.$$

Aproximând din nou forma difuziei laterale printr-un sfert de cilindru, aria laterală va fi

$$A_{\text{lateral}} = 2 \times (25\text{ }\mu\text{m} + 20\text{ }\mu\text{m}) \times \frac{\pi}{2} \times (2,5\text{ }\mu\text{m}) = 353\text{ }\mu\text{m}^2.$$

Presupunând, aproximativ, că valoarea capacității laterale pe unitatea de arie este egală cu cea de fund, rezultă

$$C_{\text{lateral}} = 353\text{ }\mu\text{m}^2 \times 10^{-3}\text{ pF}/\mu\text{m}^2 = 0,35\text{ pF}.$$

Capacitatea totală emitor-bază va fi, deci

$$C_{je0} = 0,85\text{ pF}.$$

**Câștigul în curent.** După cum s-a arătat în *Capitolul 1* câștigul în curent al tranzistorului depinde de timpul de viață al purtătorilor minoritari în bază, care afectează factorul de transport prin bază, și de lungimea de difuzie în emitor, care afectează eficiența de injecție. În procesele de circuite integrate analogice timpul de viață al purtătorilor minoritari este suficient de mare astfel că factorul de transport prin bază nu constituie elementul limitativ în ceea ce privește valoarea câștigului în curent direct al tranzistoarelor *npn*. Deoarece regiunea emitorului este puternic dopată cu fosfor, timpul de viață al purtătorilor minoritari în această regiune se degradează, iar valoarea câștigului în curent este limitată în principal de eficiența de injecție<sup>12</sup>. Deoarece nivelul de dopare, deci și timpul de viață, variază în funcție de poziția în emitor, determinarea prin calcul a eficienței de injecție pentru un tranzistor *npn* este dificilă, fiind necesară utilizarea unor parametri măsurați experimental. Pentru tranzistoarele *npn* valoarea câștigului în curent, la temperatura camerei, se plasează în intervalul 200—1000. Câștigul în curent se micșorează odată cu scăderea temperaturii, având la  $-55^\circ\text{C}$  o valoare de 0,5—0,75 din valoarea sa de la temperatura camerei.

**Parametrii tipici ai tranzistoarelor *nnp* de tensiune mare.** În fig. 2.30 este indicat un set de valori tipice pentru parametrii tranzistorului din fig. 2.25. Geometria acestui tranzistor este tipică pentru aceea utilizată în circuitele care trebuie să lucreze la tensiuni de alimentare de ordinul a 40 V.

Pentru tensiuni de lucru mai coborâte se pot utiliza grosimi mai mici ale stratului epitaxial, rezultând, deci, și tranzistoare cu o geometrie mai mică. În fig. 2.30 sunt indicați și parametrii tipici ai unui tranzistor realizat într-un strat epitaxial care are o rezistivitate de  $1 \Omega\text{cm}$  și o grosime de  $10 \mu\text{m}$ . Un astfel de tranzistor are dimensiuni mai mici, iar tensiunea sa de străpungere colector-emitor este de 25 V.

**Tranzistoare *nnp* realizate într-o tehnologie avansată cu izolare cu oxid.** Geometria orizontală și secțiunea transversală (geometria verticală) ale unui tranzistor bipolar *nnp* realizat printr-un proces avansat cu izolare cu oxid și cu emitor din siliciu policristalin sunt prezentate în fig. 2.31.

Parametrii tipici ai unui astfel de tranzistor sunt prezentați în fig. 2.32. Este important de observat reducerea substanțială a dimensiunilor, a timpului de tranzit și a capacităților parazite în comparație cu acelea ale tranzistorului de tensiune mare realizat printr-un proces cu difuzii adânci. Aceste tranzistoare foarte mici realizează performanțe optime la curenți de polarizare relativ mici; valoarea maximă a câștigului în curent  $\beta$  se plasează la valori ale curentului de aproximativ  $50 \mu\text{A}$ .

Pentru aceste tranzistoare, care sunt obținute printr-un proces avansat, folosirea implantării de ioni permite controlarea foarte precisă a grosimii regiunilor de emitor și de bază. Se pot obține astfel joncțiuni foarte superficiale cu o adâncime de  $0,1 \mu\text{m}$  pentru joncțiunea emitor-bază și de  $0,2 \mu\text{m}$  pentru joncțiunea colector-bază, rezultând o grosime a bazei de ordinul a  $0,1 \mu\text{m}$ . Ca urmare este de așteptat, în conformitate cu relația 1.99, ca timpul de tranzit prin bază să fie de 25 de ori mai mic decât în cazul tranzistorului cu difuzii adânci prezentat în fig. 2.17, situație care se și observă în practică: tranzistorul implantat are o valoare maximă a frecvenței  $f_T$  de 13 GHz.

## 2.5.2 Tranzistoarele *pnp* din circuitele integrate

După cum s-a menționat anterior procesul de fabricație al circuitelor integrate bipolare constituie o dezvoltare a procesului utilizat pentru realizarea de tranzistoare *nnp* dublu-difuzate epitaxiale, tehnologia respectivă producând în mod inerent tranzistoare *nnp* cu performanțe ridicate.

Totuși în cadrul aceluiași proces nu sunt ușor de realizat și tranzistoare *pnp* cu performanțe comparabile, astfel că circuitele integrate analogice de început nici nu foloseau tranzistoare *pnp*. Absența unui tranzistor complementar (cu utilizări în circuitele de polarizare, de deplasare de nivel și ca sarcină activă în etajele de amplificare) introduce o limitare severă asupra performanțelor care se pot atinge de către circuitele analogice. Această situație a și determinat elaborarea câtorva structuri de tranzistoare *pnp* care sunt compatibile cu procesul standard de fabricație al circuitelor integrate. Deoarece aceste tranzistoare utilizează ca bază materialul de tip *n*, slab dopat, al stratului epitaxial, ele sunt în general inferioare tranzistoarelor *nnp* din punctul de vedere al comportării în frecvență și la curenți mari, fiind cu toate acestea deosebit de utile.

În această secțiune se vor discuta structurile *pnp* laterale și de substrat.

Parametrul	Valoarea tipică	
	Strat epi de 5 $\Omega\text{cm}$ , 17 $\mu\text{m}$ Tranzistor de 44 V	Strat epi de 1 $\Omega\text{cm}$ , 10 $\mu\text{m}$ Tranzistor de 20 V
$\beta_F$	200	200
$\beta_R$	2	2
$V_A$	130 V	90 V
$\eta$	$2 \times 10^{-4}$	$2,8 \times 10^{-4}$
$I_S$	$5 \times 10^{-15}$ A	$1,5 \times 10^{-15}$ A
$I_{CO}$	$10^{-10}$ A	$10^{-10}$ A
$BV_{CEO}$	50 V	25 V
$BV_{CBO}$	90 V	50 V
$BV_{EBO}$	7 V	7 V
$\tau_F$	0,35 ns	0,25 ns
$\tau_R$	400 ns	200 ns
$\beta_0$	200	150
$r_b$	200 $\Omega$	200 $\Omega$
$r_c$ (saturație)	200 $\Omega$	75 $\Omega$
$r_{ex}$	2 $\Omega$	2 $\Omega$
Joncțiunea bază-emitor	$\left\{ \begin{array}{l} C_{je0} \\ \psi_{0e} \\ n_e \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ pF} \\ 0,7 \text{ V} \\ 0,33 \end{array} \right.$
Joncțiunea bază-colector	$\left\{ \begin{array}{l} C_{\mu 0} \\ \psi_{0c} \\ n_c \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} 0,3 \text{ pF} \\ 0,55 \text{ V} \\ 0,5 \end{array} \right.$
Joncțiunea colector-substrat	$\left\{ \begin{array}{l} C_{cs0} \\ \psi_{0s} \\ n_s \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} 3 \text{ pF} \\ 0,52 \text{ V} \\ 0,5 \end{array} \right.$

**Fig. 2.30** Parametrii tipici pentru tranzistoarele *nnp* integrate de tensiune mare cu o arie de emitor de 500  $\mu\text{m}^2$ . Tranzistorul realizat în stratul epitaxial mai gros este tipic pentru circuitele integrate care sunt alimentate cu tensiuni de până la 44 V, iar acela realizat în stratul epitaxial mai subțire pentru circuitele alimentate cu tensiuni de până la 20 V. Cu toate că geometria tranzistorului cu stratul epitaxial mai subțire este mai mică, capacitatea colector-bază este mai mare deoarece stratul epitaxial este mai puternic dopat. Capacitatea emitor-bază este mai mare deoarece baza este mai superficială, iar nivelul de dopare din bază lângă joncțiunea emitor-bază este mai mare.

**Tranzistorul *pnp* lateral.** O structură tipică de tranzistor *pnp* lateral este ilustrată în fig. 2.33a<sup>13</sup>. Emitorul și colectorul se formează prin aceeași difuzie prin care se realizează și baza tranzistoarelor *nnp*. Colectorul are forma unui inel de tip *p*, care înconjoară emitorul, iar contactul de bază se face la stratul epitaxial (de tip *n*) în afara inelului care constituie colectorul.

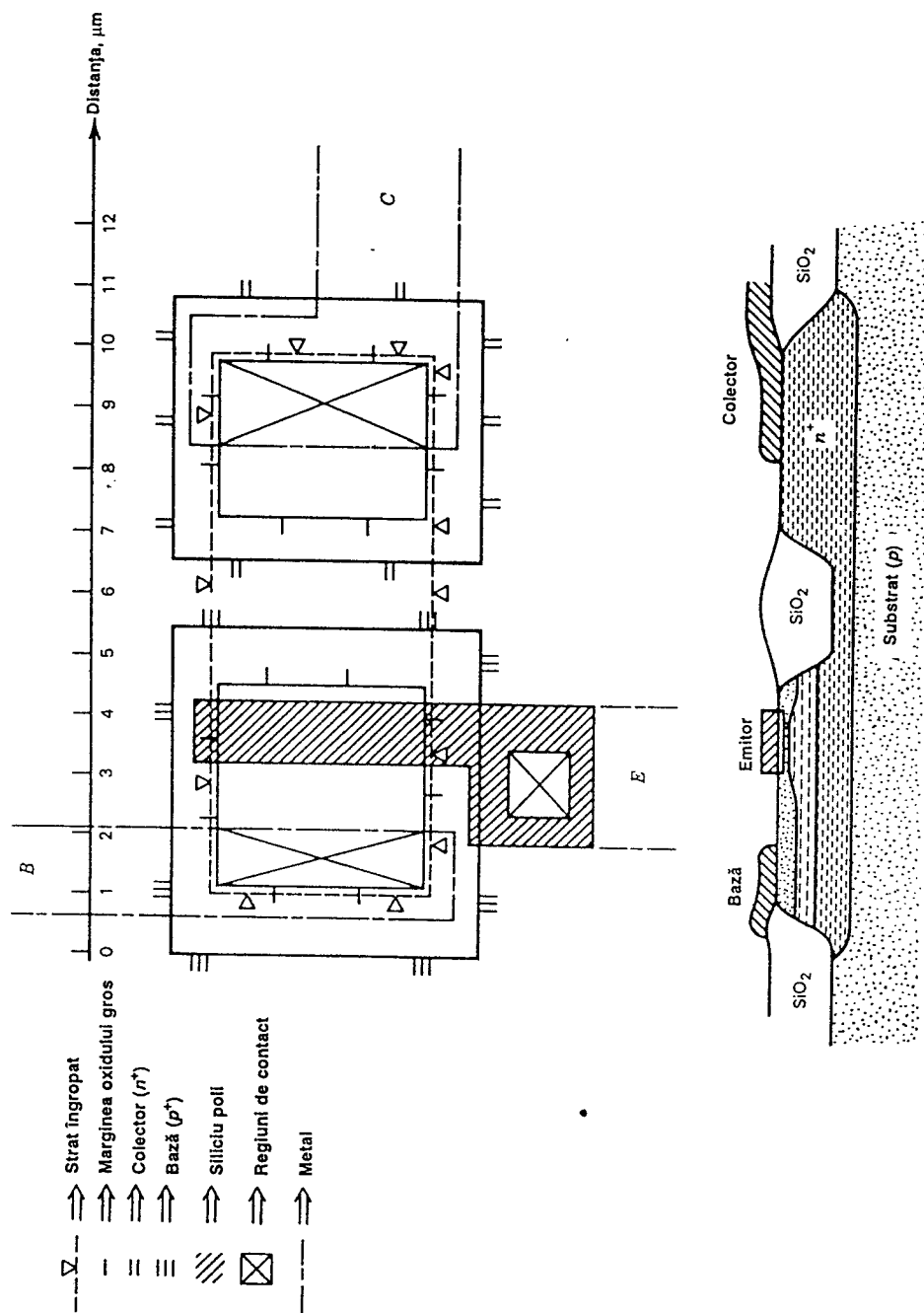


Fig. 2.31 Layoutul și secțiunea transversală ale unui tranzistor bipolar realizat printr-un proces tehnologic avansat. Se observă dimensiunile mult mai mici în comparație cu acelea ale tranzistorului realizat printr-un proces de tensiune mare.

Parametrul	Tipul de tranzistor	
	<i>nnp</i> vertical Aria de emitor $2 \mu\text{m}^2$	<i>pnp</i> lateral Aria de emitor $2 \mu\text{m}^2$
$\beta_F$	120	50
$\beta_R$	2	3
$V_A$	35 V	30 V
$I_S$	$6 \times 10^{-18}$ A	$6 \times 10^{-18}$ A
$I_{CO}$	1 pA	1 pA
$BV_{CEO}$	8 V	14 V
$BV_{CBO}$	18 V	18 V
$BV_{EBO}$	6 V	18 V
$\tau_F$	10ps	650 ps
$\tau_R$	5 ns	5 ns
$r_b$	400 $\Omega$	200 $\Omega$
$r_c$	100 $\Omega$	20 $\Omega$
$r_{ex}$	40 $\Omega$	10 $\Omega$
$C_{je0}$	5 fF	14 fF
$\psi_{0e}$	0,8 V	0,7 V
$n_e$	0,4	0,5
$C_{\mu 0}$	5 fF	15 fF
$\psi_{0c}$	0,6 V	0,6 V
$n_c$	0,33	0,33
$C_{cs0} (C_{bs0})$	20 fF	40 fF
$\psi_{0s}$	0,6 V	0,6 V
$n_s$	0,33	0,4

Fig. 2.32 Parametrii tipici ai tranzistoarelor bipolare într-un proces de tensiune mică, cu izolare cu oxid, cu implantare.

În fig. 2.33b sunt ilustrate liniile de curent care corespund mișcării purtătorilor minoritari prin bază. Golurile sunt injectate dinspre emitor, curg paralel cu suprafața prin baza de tip *n* și, în mod ideal, sunt colectate de colectorul de tip *p* înainte de a atinge contactul de bază. Deci, funcționarea ca tranzistor este *laterală* și nu *verticală* ca în cazul tranzistorului *nnp*. Principalul neajuns al structurii este dat de faptul că regiunea bazei este mult mai slab dopată decât colectorul. Ca rezultat, regiunea golită a joncțiunii colector-bază se extinde aproape în totalitate în bază. Grosimea regiunii bazei trebuie deci să fie suficient de mare astfel încât regiunea golită să nu atingă emitorul (evident, condiția se pune pentru valoarea maximă a tensiunii de lucru colector-emitor).

Într-un proces tipic de circuite integrate analogice, lățimea acestei regiuni golite este de 6–8  $\mu\text{m}$ , pentru tensiuni colector-emitor de ordinul a 40 V.

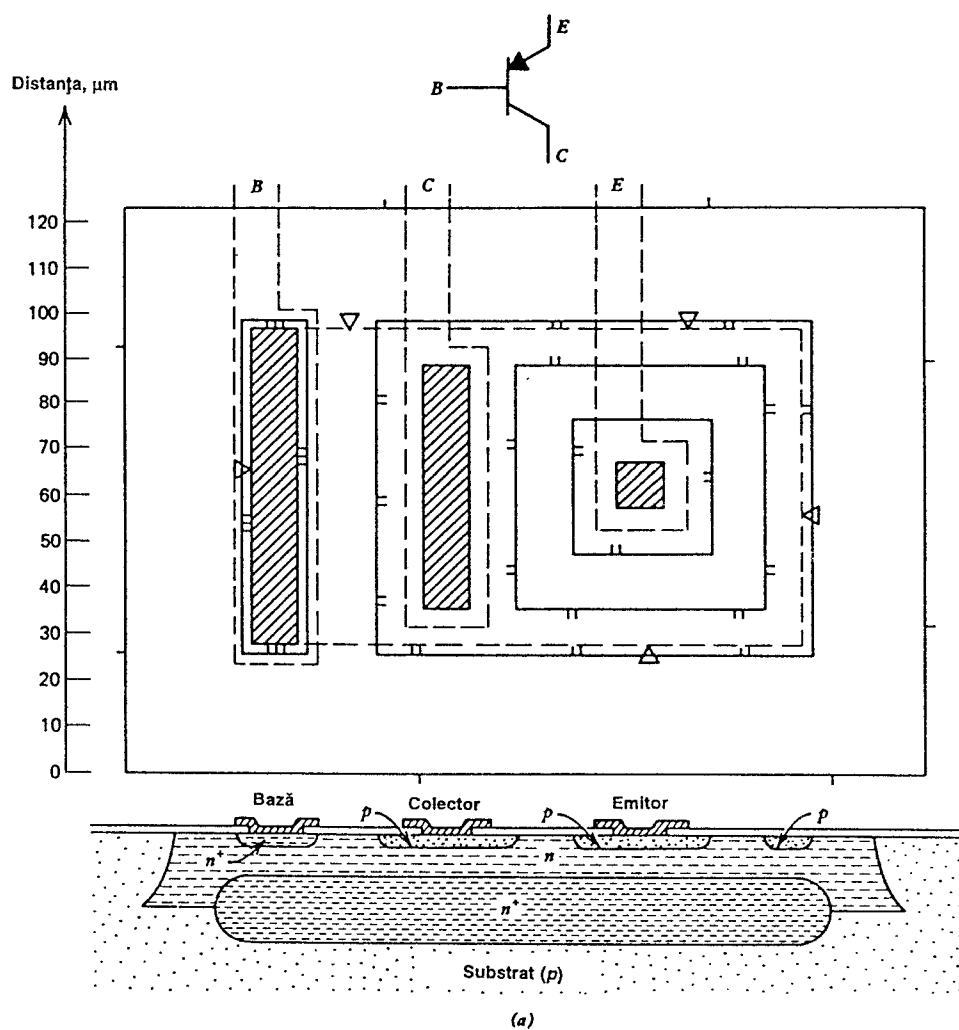


Fig. 2.33a Structură de tranzistor *pnp* lateral, realizată într-un proces de tensiune mare.

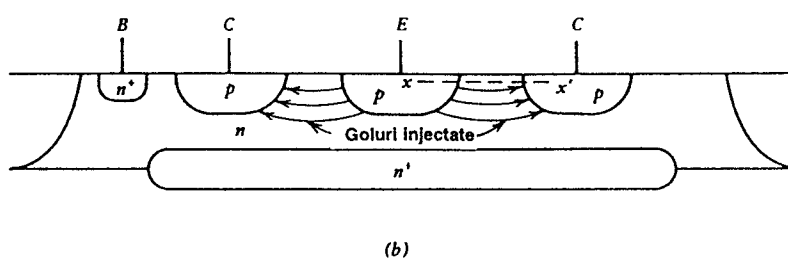


Fig. 2.33b Fluxul de purtători minoritari într-un tranzistor *pnp* lateral.

Deci pentru un astfel de tranzistor grosimea minimă a bazei este de aproximativ  $8 \mu\text{m}$ . Timpul minim de tranzit prin bază se poate estima din (1.99):

$$\tau_F = \frac{W_B^2}{2D_p} \quad (2.20)$$

în care înlocuind  $W_B = 8 \mu\text{m}$  și  $D_p = 10 \text{ cm}^2/\text{s}$  (pentru goluri) se obține

$$\tau_F = 32 \text{ ns} .$$

Această valoare a timpului de tranzit corespunde unei valori maxime a frecvenței de tăiere,  $f_T$ , de 5 MHz, mai mică cu un factor de 100 decât valoarea tipică pentru un tranzistor *nnp*.

Câștigul în curent al tranzistoarelor *pnp* laterale tinde să fie mic din diferite motive. În primul rând purtătorii minoritari (golurile) din bază sunt injectați din emitor nu numai lateral ci și în jos, astfel că unii dintre ei sunt colectați de substrat, care acționează drept colector — al tranzistorului parazit *pnp* vertical. Deși stratul îngropat instituie un câmp de frânare care tinde să inhibe acest proces, se produce totuși o degradare măsurabilă a câștigului  $\beta_F$ . În al doilea rând emitorul tranzistorului *pnp* nu este tot atât de puternic dopat ca acela al tranzistorului *nnp*, astfel că eficiența de injecție — dată de (1.51b) — nu este optimizată pentru tranzistorul *pnp*. În sfârșit grosimea mai mare a bazei tranzistorului *pnp* lateral conduce atât la o eficiență mică de injecție a emitorului, cât și la un factor de transport de valoare coborâtă — vezi (1.51a). Alt dezavantaj care rezultă din doparea slabă a regiunii bazei este acela că odată cu creșterea curentului, câștigul în curent scade foarte repede datorită instalării nivelelor mari de injecție. Distribuția de purtători minoritari în baza unui tranzistor *pnp* lateral în regiunea activă directă este indicată în fig. 2.34. Curentul de colector pe unitatea de arie (transversală) se poate obține din (1.32):

$$J_p = qD_p \frac{p_n(0)}{W_B} . \quad (2.21)$$

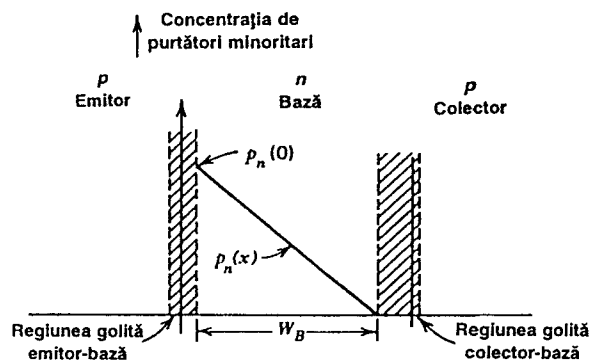


Fig. 2.34 Distribuția purtătorilor minoritari în baza tranzistorului *pnp* lateral în regiunea activă directă. Distribuția corespunde secțiunii  $x-x'$  din fig. 2.33b.

Inversarea acestei relații permite determinarea concentrației de purtători minoritari la marginea dinspre emitor a bazei:

$$p_n(0) = \frac{J_p W_B}{q D_p} \quad (2.22)$$

Atât timp cât această concentrație este mult mai mică decât concentrația de purtători majoritari în bază, se îndeplinește condiția de nivel mic de injecție, iar timpul de viață al purtătorilor în bază rămâne constant. Când concentrația de purtători minoritari devine comparabilă cu concentrația de purtători majoritari, aceasta din urmă trebuie să crească pentru a menține în bază neutralitatea sarcinii, creștere care determină scăderea câștigului în curent  $\beta_F$  din două motive. Primul este dat de scăderea timpului efectiv de viață al purtătorilor minoritari în bază, deoarece numărul de purtători majoritari cu care se pot recombină este mai mare. Ca urmare factorul de transport prin bază — dat de (1.51a) — scade. Al doilea motiv se găsește în faptul că o creștere a concentrației de purtători majoritari reprezintă o creștere efectivă a densității de dopare din bază. Rezultă o scădere a eficienței de injecție a emitorului, dată de relația 1.51b. Ambele mecanisme sunt prezente și în tranzistoarele *nnp*, dar efectul lor se face simțit la valori mult mai mari ale curentului deoarece baza tranzistorului *nnp* are un nivel de dopare mult mai ridicat. Valoarea curentului de colector a unui tranzistor *pnp* lateral la care aceste efecte devin semnificative se poate calcula egalând concentrația de purtători minoritari dată de (2.22) cu concentrația de purtători majoritari de la echilibru. Deci

$$\frac{J_p W_B}{q D_p} = n_n = N_D \quad (2.23)$$

unde (2.1) s-a înlocuit pentru  $n_n$ , iar  $N_D$  este concentrația de donori în baza tranzistorului *pnp* (colectorul tranzistorului *nnp*). Valoarea curentului de colector a unui tranzistor *pnp* lateral, la care se instalează injecția de nivel mare se calculează direct din (2.23):

$$I_c = \frac{q A N_D D_p}{W_B} \quad (2.24)$$

unde  $A$  este aria efectivă a joncțiunii emitor-bază. De observat că această valoare a curentului depinde direct de doparea bazei, care pentru un tranzistor *pnp* lateral este relativ mică. Ca urmare și densitatea de curent de la care câștigul în curent începe să scadă este relativ mică.

Tranzistoarele *pnp* laterale sunt larg utilizate și în tehnologiile bipolare care folosesc structuri superficiale și izolarea cu oxid. Structura tranzistorului este în esență identică cu aceea din fig. 2.33 cu excepția faptului că aria sa este mai mică cu ordine de mărime și că izolarea cu joncțiuni polarizate invers a fost înlocuită cu izolarea cu oxid. Parametrii tipici pentru un astfel de tranzistor sunt prezentați în fig. 2.32 și, la fel ca și în cazul tranzistoarelor *nnp*, se poate constata o reducere dramatică a timpului de tranzit și a capacităților parazite în comparație cu procesul de tensiune mare cu strat epitaxial gros. Valoarea maximă a lui  $\beta$  pentru un astfel de tranzistor se obține la un curent de aproximativ 50 nA.

## ■ EXEMPLU

Să se calculeze valoarea curentului de colector la care începe să scadă câștigul în curent pentru structura *pnp* din fig. 2.33a.



Aria transversală efectivă,  $A$ , a emitorului este aria sa laterală, dată de adâncimea difuziei de tip  $p$  înmulțită cu perimetrul emitorului și cu  $\pi/2$ :

$$A = (3\mu\text{m})(30\mu\text{m} + 30\mu\text{m} + 30\mu\text{m}) \times \frac{\pi}{2} = 565\mu\text{m}^2 = 5,6 \times 10^{-6}\text{ cm}^2.$$

Pentru un strat epitaxial cu o rezistivitate de  $5\Omega\text{cm}$ , concentrația de purtători majoritari este de  $10^{15}$  atomi/ $\text{cm}^3$ . În plus vom presupune că  $W_B = 8\mu\text{m}$  și că  $D_p = 10\text{ cm}^2/\text{s}$ . Înlocuirea acestor valori în realția 2.24 duce la

$$I_c = \frac{1,6 \times 10^{-19} \times 5,6 \times 10^{-6} \times 10^{15} \times 10}{8 \times 10^{-4}} \text{ A} = 11,2\mu\text{A}.$$

■

Structura  $pnp$  laterală tipică din fig. 2.33a are un câștig în curent, la valori mici ale curentului, de aproximativ 30—50, care începe să scadă la valori ale curentului de care depășesc câteva zeci de  $\mu\text{A}$ , ajungând la mai puțin de 10 la un curent de 1 mA.

Un set tipic de parametri pentru o structură de acest tip este dat în fig. 2.35. De observat că în tranzistorul  $pnp$  lateral capacitatea joncțiunii substratului apare între bază și substrat.

**Tranzistoare  $pnp$  de substrat.** Unul din motivele performanțelor slabe la curent mare ale tranzistorului  $pnp$  lateral este dat de valoarea relativ mică a ariei transversale a emitorului, care rezultă din însăși natura laterală a injectiei.

O aplicație obișnuită pentru un tranzistor  $pnp$  constă în utilizarea sa într-un etaj de ieșire în clasă B, în care tranzistorul este pus să funcționeze la curenți de colector de ordinul a 10 mA. Un tranzistor  $pnp$  lateral proiectat pentru o asemenea valoare a curentului consumă o mare parte din aria cipului. Ca urmare în acest tip de aplicații se folosește o altă structură în care se utilizează pentru colector, în locul unei regiuni difuzate de tip  $p$ , chiar substratul.

Un astfel de tranzistor  $pnp$  de substrat realizat într-un proces de tensiune mare și cu strat epitaxial gros este indicat în fig. 2.36a. Pentru cazul particular al geometriei superficiale a acestui tranzistor difuzia de emitor are o formă dreptunghiulară, cu o degajare tot dreptunghiulară în mijloc. În această degajare se formează o regiune de tip  $n^+$  (cu difuzia de emitor a tranzistorului  $npn$ ) pentru a se asigura contactul ohmic al aluminiului pe baza de tip  $n$ . Din cauza dopării slabe a materialului bazei, rezistența serie a bazei poate deveni destul de mare, dacă contactul bazei este plasat departe de regiunea activă a bazei. Pentru cazul particular al acestei structuri difuzia  $n^+$ , de contact pe bază, s-a făcut astfel încât să fie în contact cu difuzia  $p$  a regiunii emitorului pentru a se apropia cât se poate de mult de regiunea activă a bazei. Dezavantajul care apare în acest caz este acela că tensiunea de străpungere emitor-bază se reduce la o valoare de aproximativ 7 V. Dacă este necesară o tensiune de străpungere emitor-bază mai mare, atunci difuzia de tip  $p$  (emitorul) trebuie să fie separată de difuzia  $n^+$  (contactul bazei), de o distanță de ordinul a 10—15  $\mu\text{m}$ . Geometria superficială a tranzistorului  $pnp$  de substrat cunoaște numeroase variante. Tranzistoarele  $pnp$  de substrat se pot realiza și în procesele în care se folosește izolarea cu oxid, cu strat epitaxial subțire.

Fluxul de purtători minoritari în regiunea activă directă este ilustrat în fig. 2.36b. Avantajul principal al acestui tranzistor este dat de curgerea verticală a curentului, aria transversală a emitorului fiind astfel mult mai mare ca aceea de la tranzistorul  $pnp$  lateral, pentru aceleași dimensiuni globale ale dispozitivelor.

Parametrul	Valori tipice		
	Strat epi de 5Ωcm, 17 μm	Strat epi de 1 Ωcm, 10 μm	
	Tranzistor de 44 V	Tranzistor de 20 V	
$\beta_F$	50	20	
$\beta_R$	4	2	
$V_A$	50 V	50 V	
$\eta$	$5 \times 10^{-4}$	$5 \times 10^{-4}$	
$I_S$	$2 \times 10^{-15}$ A	$2 \times 10^{-15}$ A	
$I_{CO}$	$10^{-10}$ A	$5 \times 10^{-9}$ A	
$BV_{CEO}$	60 V	30 V	
$BV_{CBO}$	90 V	50 V	
$BV_{EBO}$	90 V	50 V	
$\tau_F$	30 ns	20 ns	
$\tau_R$	3000 ns	2000 ns	
$\beta_0$	50	20	
$r_b$	300 Ω	150 Ω	
$r_c$	100 Ω	75 Ω	
$r_{ex}$	10 Ω	10 Ω	
Joncțiunea bază-emitor	$\left\{ \begin{array}{l} C_{je0} \\ \psi_{0e} \\ n_e \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} 0,3 \text{ pF} \\ 0,55 \text{ V} \\ 0,5 \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} 0,6 \text{ pF} \\ 0,6 \text{ V} \\ 0,5 \end{array} \right.$
Joncțiunea bază-colector	$\left\{ \begin{array}{l} C_{\mu 0} \\ \psi_{0c} \\ n_c \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ pF} \\ 0,55 \text{ V} \\ 0,5 \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} 2 \text{ pF} \\ 0,6 \text{ V} \\ 0,5 \end{array} \right.$
Joncțiunea bază-substrat	$\left\{ \begin{array}{l} C_{bs0} \\ \psi_{0s} \\ n_s \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} 3 \text{ pF} \\ 0,52 \text{ V} \\ 0,5 \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} 3,5 \text{ pF} \\ 0,58 \text{ V} \\ 0,5 \end{array} \right.$

Fig. 2.35 Parametrii tipici pentru un tranzistor *pnp* lateral realizat într-un proces de tensiune mare, cu strat epitaxial gros, având o arie de emitor de 900 μm<sup>2</sup>.

Utilizarea tranzistorului *pnp* de substrat este limitată numai la configurația de repetor pe emitor, deoarece colectorul este identic din punct de vedere electric cu substratul, care trebuie legat la potențialul cel mai negativ din circuit. Cu excepția performanțelor mai bune la curenți mari, proprietățile tranzistoarelor *pnp* de substrat sunt similare cu acelea ale tranzistoarelor *pnp* laterale, deoarece grosimea bazei este similară în ambele cazuri. În proiectarea unui tranzistor *pnp* de substrat trebuie ținut cont de faptul că curentul de colector curge prin substrat, care are de obicei o rezistivitate mare. Deci, dacă nu se asigură în mod precaut o cale de mică rezistență pentru curentul de colector, se va obține o rezistență serie a colectorului de valoare mare.

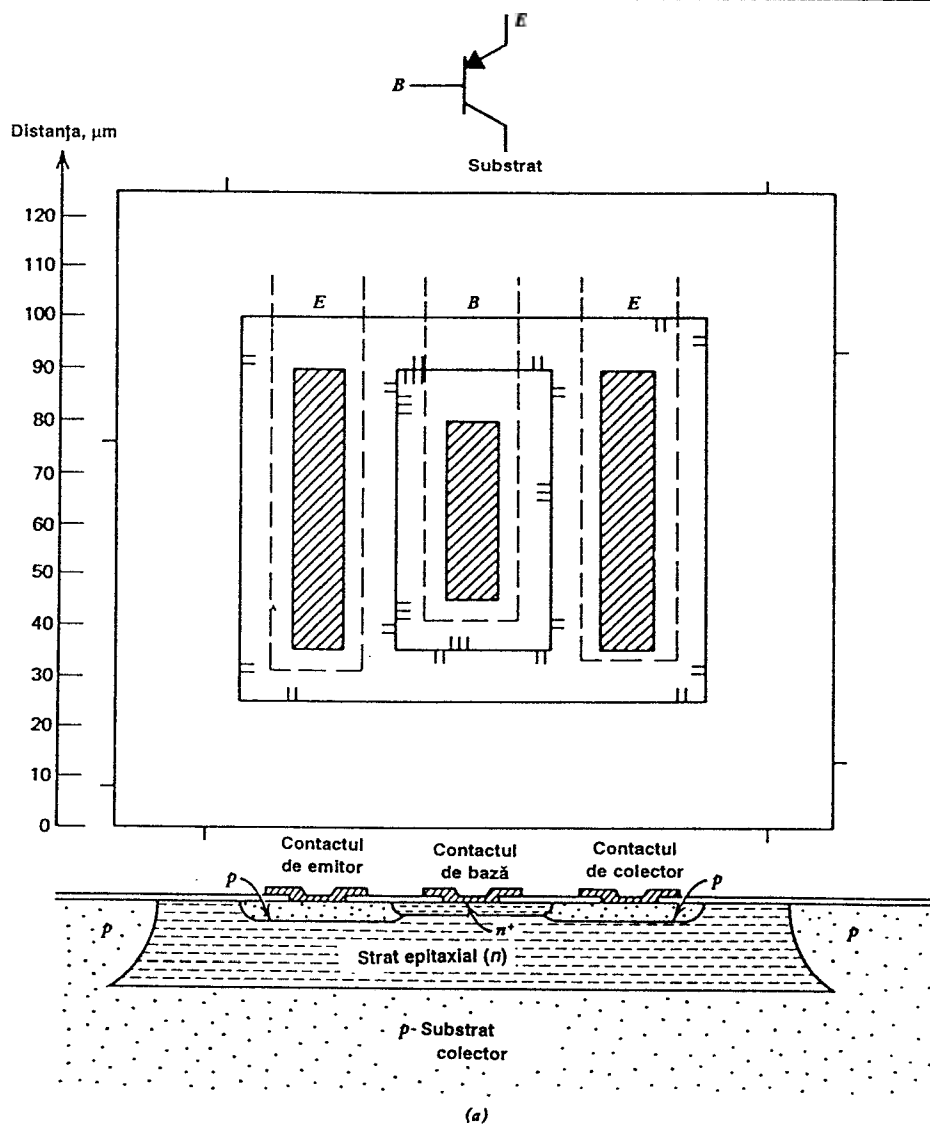


Fig. 2.36a Structura de tranzistor *pnp* de substrat realizat într-un proces de tensiune mare, cu strat epitaxial gros.

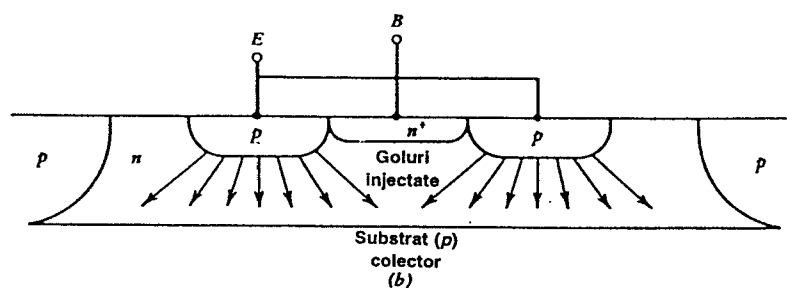


Fig. 2.36b Fluxul de purtători minoritari într-un tranzistor *pnp* de substrat.

		Valori tipice	
Parametrul		Strat epi de 5Ωcm, 17 μm	Strat epi de 1 Ωcm, 10 μm
		Tranzistor de 44 V	Tranzistor de 20 V
		Aria de emitor 5100 μm <sup>2</sup>	Aria de emitor 5100 μm <sup>2</sup>
	$\beta_F$	50	30
	$\beta_R$	4	2
	$V_A$	50 V	30 V
	$\eta$	$5 \times 10^{-4}$	$9 \times 10^{-4}$
	$I_S$	$10^{-14}$ A	$10^{-14}$ A
	$I_{CO}$	$2 \times 10^{-10}$ A	$2 \times 10^{-10}$ A
	$BV_{CEO}$	60 V	30 V
	$BV_{CBO}$	90 V	50 V
	$BV_{EBO}$	7 V sau 90 V	7 V sau 50 V
	$\tau_F$	20 ns	14 ns
	$\tau_R$	2000 ns	1000 ns
	$\beta_0$	50	30
	$r_b$	150 Ω	50 Ω
	$r_c$	50 Ω	50 Ω
	$r_{ex}$	2 Ω	2 Ω
Joncțiunea bază-emitor	$\left\{ \begin{array}{l} C_{je0} \\ \psi_{0e} \\ n_e \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} 0,5 \text{ pF} \\ 0,55 \text{ V} \\ 0,5 \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ pF} \\ 0,58 \text{ V} \\ 0,5 \end{array} \right.$
Joncțiunea bază-colector	$\left\{ \begin{array}{l} C_{\mu 0} \\ \psi_{0c} \\ n_c \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} 2 \text{ pF} \\ 0,52 \text{ V} \\ 0,5 \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} 3 \text{ pF} \\ 0,58 \text{ V} \\ 0,5 \end{array} \right.$

Fig. 2.37 Parametrii tipici pentru un tranzistor *pnp* de substrat realizat într-un proces de tensiune mare, cu strat epitaxial gros, având o arie de emitor de 5100 μm<sup>2</sup>.

Această rezistență poate degrada performanțele tranzistorului în două moduri. Pe de o parte, rezistența serie la valori mari ale curentului de colector al tranzistorului *pnp*, poate determina pe regiunea substratului o cădere de tensiune suficientă pentru ca celelalte joncțiuni strat epitaxial-substrat din circuit să ajungă polarizate direct. Această situație are de obicei un efect catastrofal asupra performanțelor circuitului.

Pe de altă parte, efectul Miller care rezultă ca urmare a valorii mari a rezistenței serie a colectorului, mărește efectele date de capacitatea joncțiunii colector-bază asupra tranzistorului *pnp*, după cum se va discuta de altfel mai departe (Capitolul 7).

Pentru reducerea la minim a efectelor date de rezistența serie, contactul de colector se realizează de obicei prin contactarea difuziei de izolare în imediata apropiere (adiacent) a tranzistorului *pnp* de substrat.

În cazul dispozitivelor de curent mare contactul pe difuzia de izolare trebuie făcut astfel încât să înconjoare cât mai mult posibil din tranzistor.

Proprietățile unui tranzistor *pnp* de substrat, tipic, realizat într-un proces de tensiune mare, cu strat epitaxial gros, sunt rezumate în fig. 2.37. Dependența câștigului în curent, de valoarea curentului de colector pentru tranzistoare tipice *nnp*, *pnp* lateral și *pnp* de substrat realizate într-un proces de tensiune mare, cu strat epitaxial gros, este indicată în fig. 2.38. Scăderea pentru valorile mici ale curentului de colector a câștigului în curent  $\beta$ , care este evidentă pentru toate cele trei tipuri de tranzistoare, se datorează recombinării în regiunea golită emitor-bază (vezi Secțiunea 1.3.5).

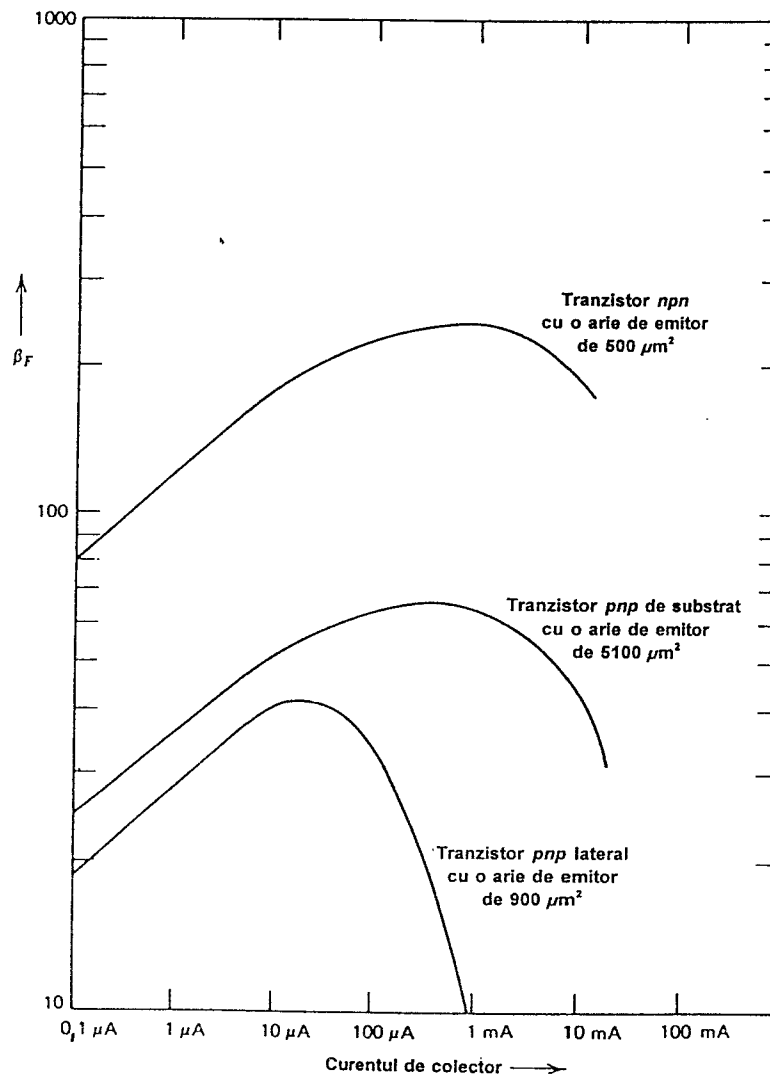


Fig. 2.38 Dependența câștigului în curent de curentul de colector, pentru tranzistoare tipice *nnp*, *pnp* lateral și *pnp* de substrat realizate într-un proces de tensiune mare, cu strat epitaxial gros.

## 2.6 COMPONENTE PASIVE ÎN CIRCUITELE INTEGRATE BIPOLARE

În această secțiune se descriu structurile pe care le are la dispoziție proiectantul de circuite integrate pentru obținerea de efecte rezistive și capacitive.

Structurile de rezistoare cuprind rezistoare realizate prin difuzia de bază și prin difuzia de emitor, rezistoare implantate, rezistoare îngustate, rezistoare epitaxiale, rezistoare epitaxiale îngustate. Structurile capacitive includ capacitatoarele MOS și capacitatoarele cu joncțiuni. Inductanțele cu valori mai mari decât câțiva nH nu s-au dovedit posibil de realizat în tehnologia monolitică.

Alte tehnologii pentru rezistoare, cum ar fi rezistoarele cu straturi subțiri, se discută în secțiunea următoare.

### 2.6.1 Rezistoare difuzate

În partea de început a acestui capitol s-a calculat rezistența pe pătrat a unui strat difuzat. În general, rezistoarele din circuitele integrate sunt fabricate folosind unul din straturile difuzate sau implantate ionic care se realizează în cursul procesului de fabricație sau, în unele cazuri, o combinație a două straturi.

Straturile care sunt disponibile pentru utilizarea ca rezistoare le includ pe acelea de la difuzia bazei, de la difuzia emitorului, stratul epitaxial, regiunea activă a bazei unui tranzistor și stratul epitaxial îngustat (mărginit de difuzia de bază și de substratul de tip  $n$ ). Alegerea stratului depinde în general de valoarea, de toleranța și de coeficientul de temperatură al rezistorului cerute de aplicația dată.

**Rezistoare realizate prin difuzia de bază și difuzia de emitor.** Structura unui rezistor tipic obținut prin difuzia de bază (denumit de obicei rezistor de bază) este indicată în fig. 2.39.

Rezistorul este format de difuzia de tip  $p$  a bazei tranzistorului  $npn$  și este plasat într-o insulă izolată separată. Stratul epitaxial, în care este difuzată structura rezistorului, trebuie polarizat astfel încât joncțiunea  $pn$  care se formează între rezistor și stratul epitaxial să fie întotdeauna polarizată invers. Din acest motiv la stratul epitaxial (de tip  $n$ ) se face un contact (vezi fig. 2.39) care se conectează fie la capătul cel mai pozitiv al rezistorului, fie la un potențial care este mai pozitiv decât potențialul oricăruia din capetele rezistorului.

Joncțiunea care se formează între rezistor și stratul epitaxial introduce o capacitate parazită, care este distribuită de-a lungul rezistorului. Pentru majoritatea aplicațiilor această capacitate parazită se poate modela în mod adecvat prin concentrarea și separarea sa în două capacități plasate câte una la fiecare capăt al rezistorului (vezi fig. 2.40).

Rezistența unei structuri ca aceea indicată în fig. 2.39 este dată de

$$R = \frac{L}{W} R_{\square} \quad (2.10)$$

unde  $L$  este lungimea rezistorului, iar  $W$  lățimea sa. Deoarece valoarea rezistenței pe pătrat a bazei se plasează în intervalul 100—200  $\Omega/\square$ , rezultă că prin utilizarea difuziei de bază se pot obține practic valori de rezistență în gama 50  $\Omega$ —50 k $\Omega$ .

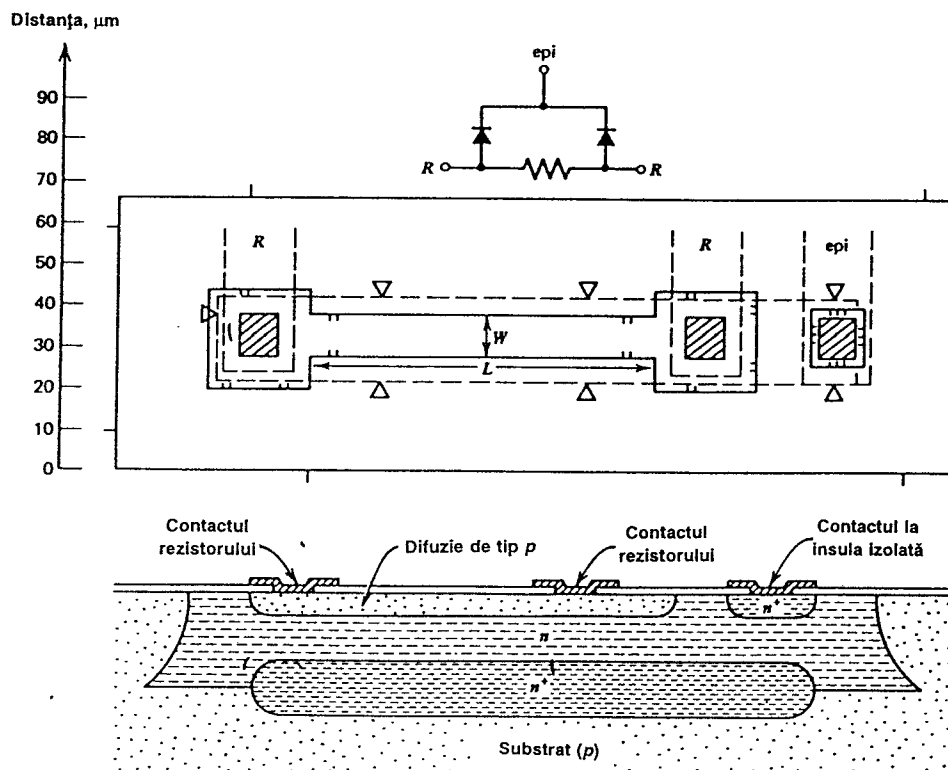


Fig. 2.39 Structura rezistorului obținut prin difuzia de bază (rezistorul de bază).

Contribuția capetelor rezistorului la valoarea rezistenței poate să fie semnificativă, în particular pentru valori mici ale raportului  $L/W$ . Forma specifică pe care o au capetele rezistorului este necesară pentru a se asigura spațiul necesar pentru contactele ohmice.

Deoarece un obiectiv important al proiectării îl constituie reducerea la minim a ariei cipului, lățimea rezistenței se face cât se poate de mică, valoarea practică minimă impusă de limitele de fotolitografie fiind de aproximativ  $1\ \mu\text{m}$ . Atât toleranța asupra valorii rezistenței cât și precizia cu care se împerechează două rezistoare identice se pot îmbunătăți însă prin utilizarea unor geometrii mai mari. Trebuie remarcat că, pentru o valoare dată a rezistenței pe pătrat a bazei și o valoare dată a rezistorului, aria ocupată de rezistor crește cu *pătratul* lățimii sale (acest rezultat se obține din relația 2.10 observând că raportul  $L/W$  este constant).

În procesele care folosesc implantări de ioni superficiale, pentru realizarea unui rezistor, se poate folosi în același mod baza implantată.

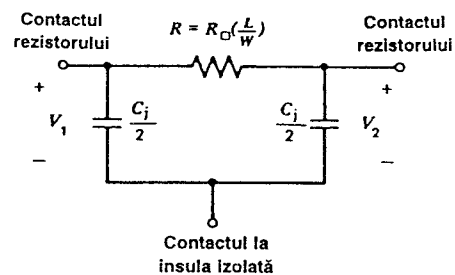


Fig. 2.40 Modelul cu constante concentrate al rezistorului de bază.

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze rezistența și capacitatea parazită a structurii de rezistor de bază din fig. 2.39 pentru o valoare a rezistenței pe pătrat a bazei de  $100 \Omega/\square$  și o rezistivitate a stratului epitaxial de  $2,5 \Omega\text{cm}$ . Se vor neglija efectele date de capetele rezistorului.

Rezistența este:

$$R = 100 \Omega/\square \times \frac{100 \mu\text{m}}{10 \mu\text{m}} = 1 \text{ k}\Omega.$$

Capacitatea este dată de produsul dintre capacitatea pe unitatea de arie și aria totală a rezistorului. Aria corpului rezistorului este:

$$A_1 = 10 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m} = 1000 \mu\text{m}^2.$$

Aria capetelor rezistorului este:

$$A_2 = 2 (30 \mu\text{m} \times 30 \mu\text{m}) = 1800 \mu\text{m}^2.$$

În conformitate cu fig. 2.29, capacitatea totală pentru o polarizare nulă este:

$$C_{j0} = 10^{-4} \text{ pF}/\mu\text{m}^2 \times 2800 \mu\text{m}^2 = 0,28 \text{ pF}.$$

Într-o aproximație de prim ordin, această capacitate se poate împărți în două părți, plasată câte una la fiecare capăt al rezistorului. Trebuie observat că această capacitate se va modifica în funcție de diferența de potențial dintre capătul rezistenței și insula izolată. ■

Rezistoarele care se obțin prin difuzia de emitor (denumite pe scurt rezistoare de emitor) se realizează prin folosirea de geometrii asemănătoare cu acelea ale rezistențelor de bază. Deoarece rezistența pe pătrat a difuziei de emitor este de  $2\text{--}10 \Omega/\square$ , rezistoarele de emitor sunt utilizate în mod avantajos acolo unde se cer valori mici de rezistență. De fapt aceste rezistoare sunt des utilizate pentru a se realiza o „încrucișare” (trecere) între două trasee de metalizare (unul din trasee se conectează la capetele unui rezistor de emitor care se află sub celălalt traseu, care îl traversează). Capacitățile parazite se calculează într-un mod similar cu acelea de la rezistorul de bază. Rezistențele de emitor au o dependență de temperatură care diferă de aceea a rezistoarelor de bază; cele două tipuri de rezistoare nu se împerechează în funcție de temperatură.

**Rezistoare de bază îngustate**\*. Al treilea strat disponibil pentru a fi utilizat ca rezistor este stratul care formează regiunea activă a bazei în tranzistoarele *npn*. Termenul de rezistor îngustat vine de la faptul că acest strat este „înghesuit” între emitorul  $n^+$  și regiunea de tip  $n$  a colectorului. Stratul se izolează electric prin polarizarea inversă a joncțiunilor emitor-bază și colector-bază, realizată în mod obișnuit prin conectarea regiunilor de tip  $n$  la capătul cel mai pozitiv al rezistorului. Structura unui rezistor de bază îngustat tipic este prezentată în fig. 2.41; difuzia  $n^+$  se suprapune parțial peste difuzia  $p$  astfel că regiunea  $n^+$  este conectată electric la regiunea de tip  $n$  corespunzătoare stratului epitaxial.

\* În literatura de limbă engleză termenul corespunzător pentru *rezistor îngustat* este *pinch resistor*. În literatura de limbă română se mai folosește și termenul de *rezistor ciupit* (n.t.).



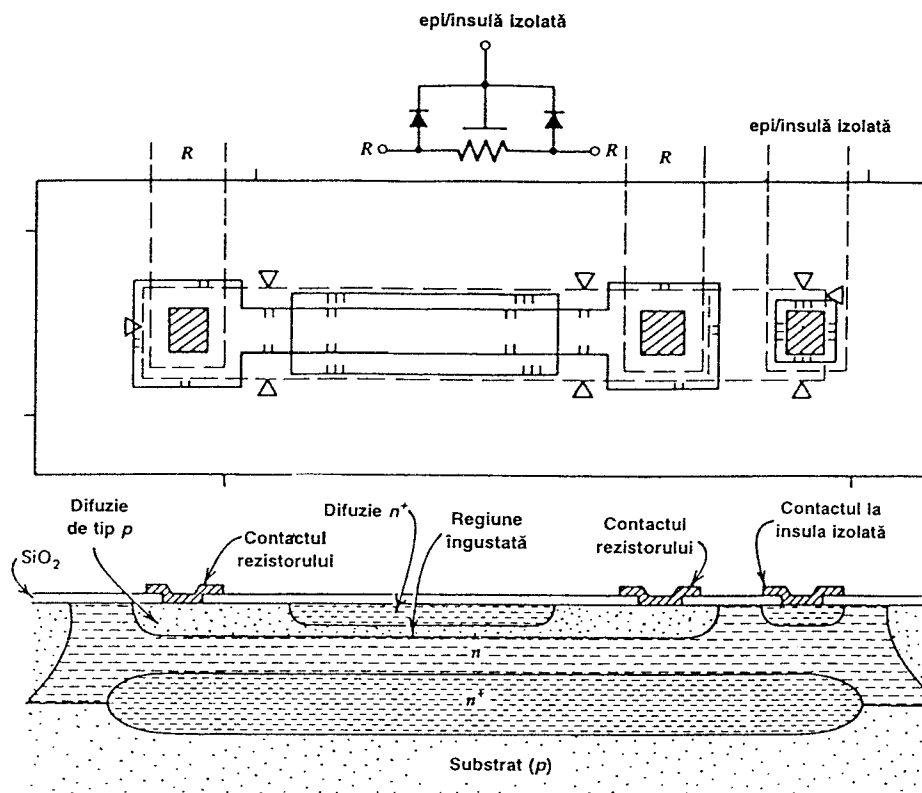


Fig. 2.41 Structura de rezistor de bază îngustat.

Deoarece rezistența pe pătrat are o valoare de 5–15  $\text{k}\Omega/\square$  utilizarea acestui rezistor permite obținerea de valori foarte mari ale rezistenței. Din păcate, rezistența pe pătrat suferă aceleași variații legate de proces ca și mărimea  $Q_b$  a tranzistorului, variații care sunt de ordinul a  $\pm 50\%$ . De asemenea, deoarece materialul rezistorului îngustat este relativ slab dopat, rezistența are o variație relativ mare cu temperatura. Alt dezavantaj important al acestui rezistor este dat de tensiunea maximă care îi poate fi aplicată, limitată la o valoare de ordinul a 6 V, ca urmare a străpunerii care apare între stratul superior al difuziei de emitor și difuzia de bază. Cu toate acestea acest tip de rezistor are o aplicare largă acolo unde toleranțele mari și valoarea mică a tensiunii de străpungere nu constituie dezavantaje semnificative.

### 2.6.2 Rezistoare epitaxiale și epitaxiale îngustate

Limitarea la tensiuni de lucru mici a rezistorului de bază îngustat nu permite utilizarea sa în circuitele în care trebuie să se obțină un curent de polarizare mic, direct de la sursa de alimentare prin intermediul unei rezistențe de valoare mare.

Stratul epitaxial are o rezistență pe pătrat mult mai mare decât difuzia de bază. Ca urmare, pentru acest tip de aplicații stratul epitaxial este des utilizat ca rezistor.

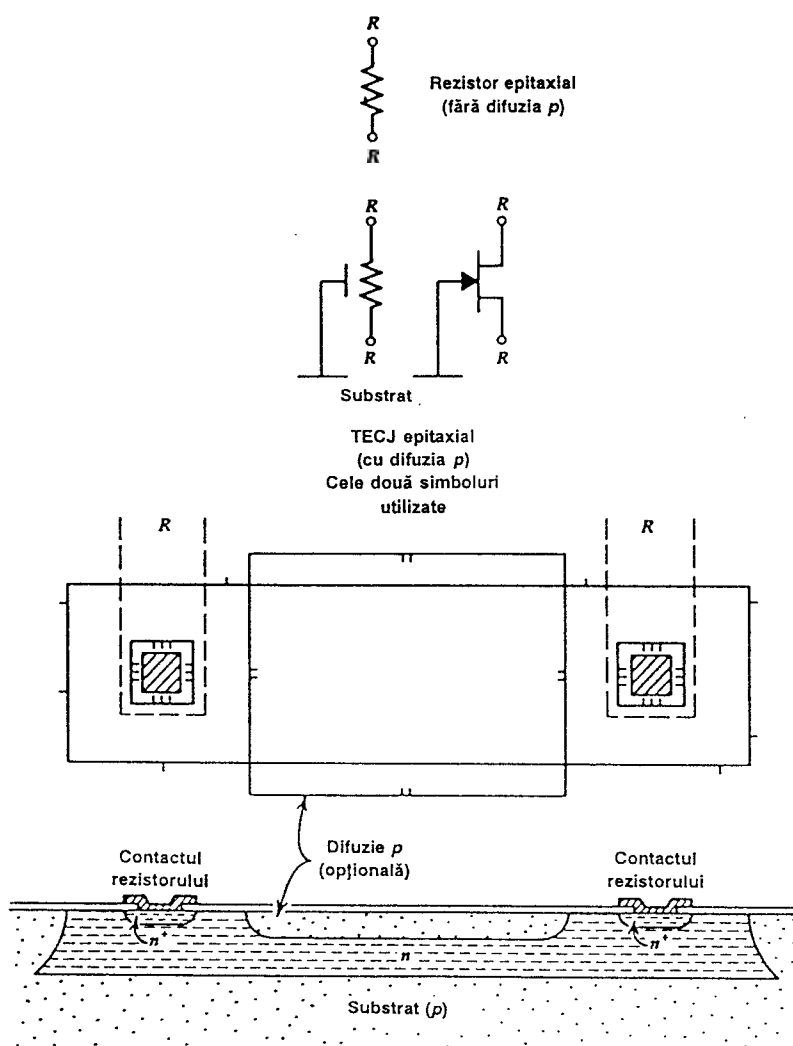


Fig. 2.42 Structura de rezistor epitaxial. Difuzia de tip  $p$  este opțională; în cazul în care se utilizează se obține rezistorul epitaxial îngustat.

De exemplu [vezi (2.11)] rezistența pe pătrat a unui strat epitaxial de  $17 \mu\text{m}$ ,  $5 \Omega\text{cm}$  este:

$$R_{\square} = \frac{\rho_{epi}}{T} = \frac{5 \Omega\text{cm}}{17 \mu\text{m} \times 10^{-4} \text{ cm}/\mu\text{m}} = 2,9 \text{ k}\Omega / \square . \quad (2.25)$$

Valori mari ale rezistenței se pot realiza într-o arie mică prin utilizarea structurilor de tipul acelor din fig. 2.42. Și în acest caz, rezistorul are un coeficient de temperatură destul de mare, deoarece materialul rezistorului este slab dopat. O valoare și mai mare a rezistenței pe pătrat se poate obține plasând peste partea superioară a rezistorului epitaxial difuzia bazei, după cum se indică în fig. 2.42. O astfel de structură se comportă de fapt ca un tranzistor cu efect de câmp cu grilă-joncțiune, la care grila (de tip  $p$ ) este conectată la substrat.

Tipul rezistorului	Rezistența de pătrat $\Omega/\square$	Toleranța absolută %	Împerecherea %	Coeficientul de temperatură ppm/°C
Bază difuzată	100—200	$\pm 20$	$\pm 2,5$ (lățime de 5 $\mu\text{m}$ ) $\pm 0,2$ (lățime de 50 $\mu\text{m}$ )	+1500—+2000
Emitor difuzat	2—10	$\pm 20$	$\pm 2$	$\pm 600$
Implantat	100—1000	$\pm 3$	$\pm 1$ (lățime de 5 $\mu\text{m}$ ) $\pm 0,1$ (lățime de 50 $\mu\text{m}$ )	Controlabil până la $\pm 100$
Bază îngustată	2k—10k	$\pm 50$	$\pm 10$	$\pm 2500$
Epitaxial	2k—5k	$\pm 30$	$\pm 5$	$\pm 2000$
Epitaxial îngustat	2k—10k	50	$\pm 7$	$\pm 2000$
Cu strat subțire	0,1k—2k	$\pm 5$ — $\pm 20$	$\pm 0,2$ — $\pm 2$	$\pm 10$ — $\pm 200$

Fig. 2.43 Proprietățile diferitelor tipuri de rezistoare din circuitele integrate.

Tensiunea de închidere este dependentă de grosimea și de doparea stratului epitaxial. De exemplu, pentru cazul unui strat cu o grosime de 0,7  $\mu\text{m}$  și o rezistivitate de 1  $\Omega/\square$  și a unei difuzii de bază cu lățimea de 5  $\mu\text{m}$  tensiunea de închidere va fi (se obține din (1.151), schimbând între ele mărimile  $N_D$  și  $N_A$  și presupunând că  $N_D \ll N_A$ ):

$$V_p = a^2 \frac{q N_D}{2\epsilon} - \psi_0 = 38 \text{ V} \quad (2.26)$$

Atunci când este utilizat ca element de polarizare, acest rezistor asigură o independență a curentului de polarizare față de sursa de alimentare numai dacă tensiunea sursei este mai mare ca tensiunea de închidere. Totuși, curentul  $I_{DSS}$  al tranzistorului cu efect de câmp cu grilă-jonctiune este sensibil față de variațiile de proces. Proprietățile diverselor structuri de rezistoare difuzate și îngustate sunt rezumate în fig. 2.43.

### 2.6.3 Capacitoarele din circuitele integrate

Primele circuite integrate analogice au fost proiectate în ideea că pe cip nu pot fi integrate capacitoe de valori utilizabile din cauza consumului mare de arie; acolo unde era necesar se foloseau capacitoe externe. Și în prezent este adevărat că valori mai mari de câteva zeci de pF pentru capacitoele monolitice sunt costisitoare din punct de vedere al consumului de arie, dar tehnicile de proiectare pentru circuitele monolitice s-au dezvoltat, permițând utilizarea unor capacitoe de valoare mică pentru realizarea unor funcții care anterior cereau capacități de valori mari. Cel mai bun exemplu pentru această tendință îl constituie probabil compensarea amplificatoarelor operaționale.

În prezent capacitoele monolitice sunt larg utilizate în toate tipurile de circuite integrate analogice. Aceste capacitoe se împart în două categorii. Din prima categorie fac parte jonctiunile  $pn$  care în condițiile polarizării inverse pun în evidență în mod inerent capacitatea de barieră. Neajunsurile capacității de barieră sunt date de faptul că jonctiunea trebuie să fie menținută întotdeauna polarizată invers și că valoarea capacității se modifică odată cu variația tensiunii inverse.

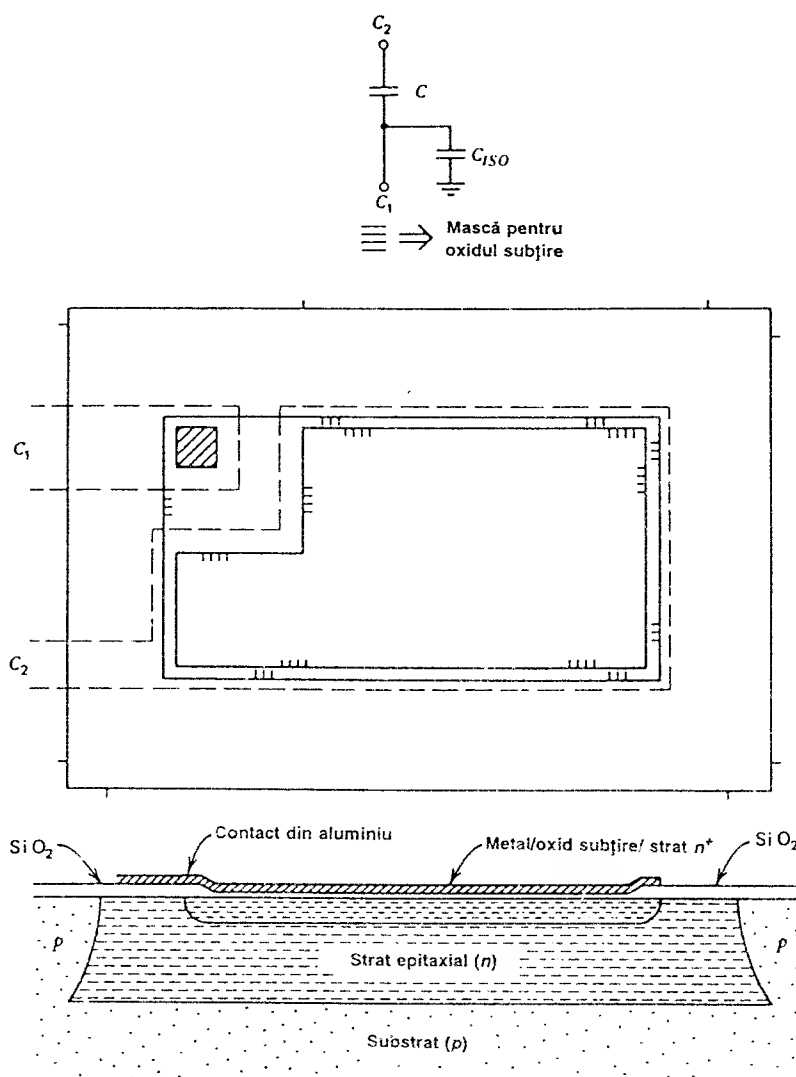


Fig. 2.44 Structura capacitorului MOS.

Pentru joncțiunea emitor-bază tensiunea de străpungere este de numai 7 V. Pentru joncțiunea colector-bază tensiunea de străpungere este mai mare, dar capacitatea pe unitatea de arie este destul de mică.

A doua categorie de capacitor monolitic, de departe cel mai mult utilizat, este capacitorul MOS, prezentat în fig. 2.44. În procesul de fabricație se introduce o etapă de mascare suplimentară pentru definirea pe difuzia de emitor a unei regiuni pe care se crește un strat subțire de dioxid de siliciu. Apoi peste acest oxid subțire se depune metalizarea de aluminiu obținându-se între aluminiu și difuzia de emitor un capacitor, cu o capacitate specifică de 0,2—0,3 pF/mil<sup>2</sup> și o tensiune de străpungere de 60—100 V. Acest capacitor este extrem de liniar și are un coeficient de temperatură mic.

Între „armătura inferioară”, de tip  $n$ , a capacitorului și substrat există o capacitate parazită mare, datorită capacității joncțiunii strat epitaxial-substrat, dar în multe aplicații această capacitate parazită este lipsită de importanță.

### 2.6.4 Diode Zener

După cum s-a arătat în *Capitolul 1*, joncțiunea emitor-bază a unui tranzistor  $nnp$  are o tensiune de străpungere cuprinsă între 6 și 8 V, valoarea sa fiind dependentă de detaliile de proces. Această tensiune este suficient de mică pentru a fi utilă ca referință de tensiune pentru stabilizarea circuitelor de polarizare de referință și pentru realizarea unor funcții ca, de exemplu, deplasarea de nivel. Caracteristica inversă I-V a unei joncțiuni emitor-bază tipice este ilustrată în fig. 2.45a.

Un aspect important al comportării acestui dispozitiv îl constituie dependența de temperatură a tensiunii de străpungere. Dacă valoarea tensiunii de străpungere este mai mică decât, aproximativ, 6 V mecanismul de străpungere este dat de tunelarea prin regiunea golită. Pentru tensiuni de străpungere mai mari mecanismul de străpungere este dominat de multiplicarea prin avalanșă în regiunea golită. Deoarece aceste două mecanisme au coeficienții de temperatură de semne contrare, valoarea coeficientul de temperatură al tensiunii de străpungere va depinde de valoarea tensiunii de străpungere. Această dependență este prezentată în fig. 2.45b.

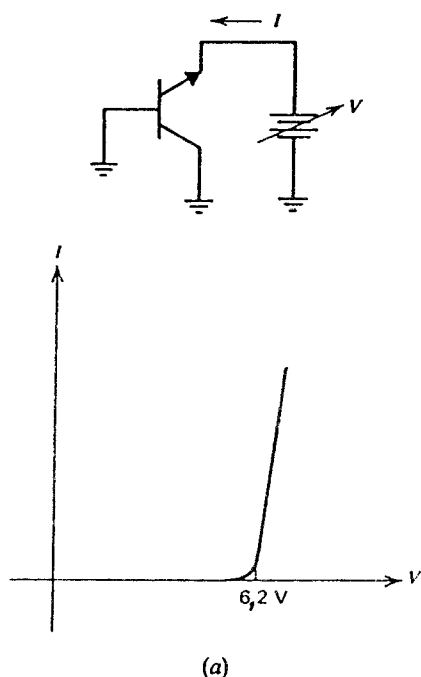


Fig. 2.45a Caracteristica curent-tensiune a unei diode Zener emitor-bază tipice.

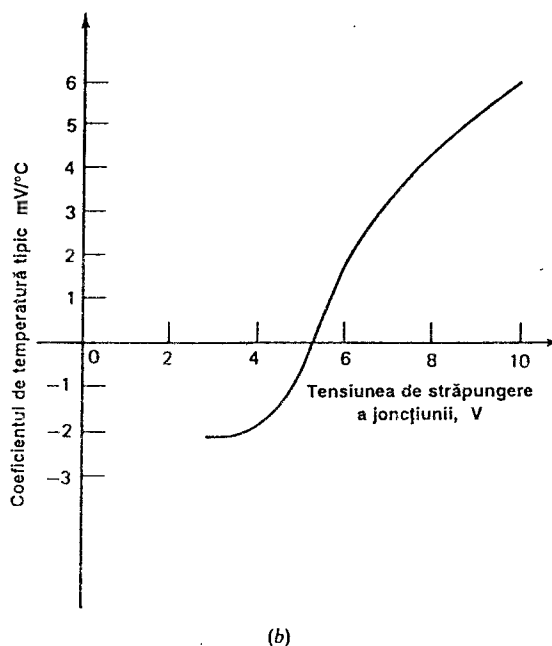


Fig. 2.45b Coeficientul de temperatură al tensiunii de străpungere în funcție de tensiunea de străpungere.

### 2.6.5 Diode

Diodele se pot obține prin diverse conectări ale structurilor de tranzistoare *nnp* și *pnp*, care sunt ilustrate în fig. 2.46. Pentru configurațiile din fig. 2.46a, b și d polarizarea directă a diodei determină polarizarea directă și a joncțiunii colector-bază. Rezultă că joncțiunea colector-bază injectează în regiunea epitaxială goluri care pot fi colectate de joncțiunea invers polarizată strat epitaxial-zid de izolare sau de alte dispozitive din aceeași insulă izolată. Un fenomen asemănător are loc și atunci când un tranzistor intră în saturație. Curenții de substrat care apar determină o cădere de tensiune pe materialul de mare rezistivitate al substratului; în acest fel unele joncțiuni strat epitaxial-izolare din circuit pot ajunge polarizate direct în mod accidental. Ca urmare, în mod obișnuit, se preferă conectarea ca diodă din fig. 2.46c deoarece în această configurație tensiunea colector-bază se menține la o polarizare nulă. Această conectare are și avantajul suplimentar de a realiza și valoarea cea mai mică a sarcinii de purtători minoritari stocată în diodă în condiții de polarizare directă.

### 2.7 MODIFICĂRI ALE PROCESULUI BIPOLAR DE BAZĂ

Procesul de fabricație de bază a circuitelor integrate bipolare de tensiune mare descris anterior se poate modifica prin adăugarea unor etape suplimentare pentru a se putea realiza dispozitive sau caracteristici speciale.

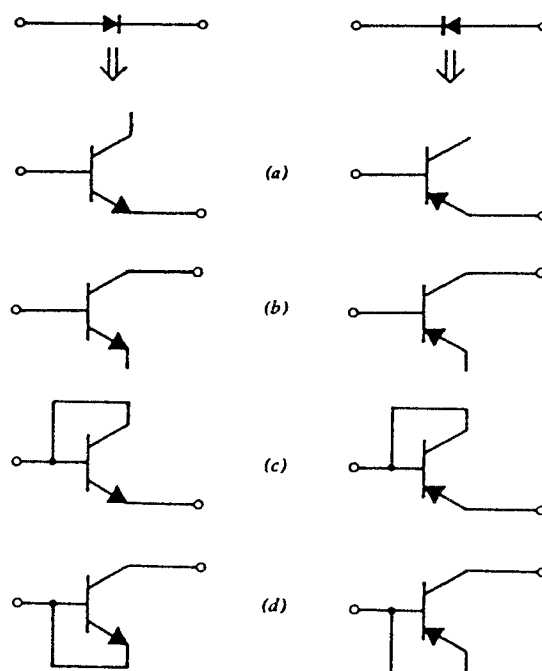


Fig. 2.46 Moduri de conectare ca diodă a tranzistoarelor *nnp* și *pnp*.

### 2.7.1 Izolarea dielectrică

Pentru început vom considera o tehnică de izolare — izolarea dielectrică — care este utilizată în circuitele integrate digitale sau analogice care trebuie să lucreze cu o viteză foarte mare și/sau trebuie să funcționeze în prezența unor radiații intense. Obiectivul acestei tehnici de izolare îl constituie izolarea electrică a colectorilor tranzistoarelor cu un strat dioxid de siliciu și nu cu o joncțiune  $pn$ . Acest strat de oxid are o capacitate pe unitatea de arie mult mai mică decât aceea a unei joncțiuni  $pn$  și ca urmare capacitatea colector-substrat a tranzistoarelor este mult redusă. De asemenea izolarea cu oxid elimină și fotocurentul invers care apare în condiții de radiații intense la dispozitivele izolate cu joncțiuni.

Succesiunea etapelor procesului de fabricație care utilizează izolarea dielectrică este ilustrată în fig. 2.47a—d. Materialul de start este de tip  $n$  cu o rezistivitate potrivită pentru regiunea de colector a tranzistorului. În prima etapă pe spatele plachetei se corodează șanțuri, care vor deveni în circuitul final, regiunile de izolare. Pentru un proces tipic de circuite analogice aceste șanțuri au o adâncime de aproximativ 20  $\mu\text{m}$ . Această etapă, denumită *corodarea șanțurilor* se poate realiza într-o varietate de tehnici, inclusiv o corodare selectivă care permite o definire precisă a adâncimii șanțului. Apoi pe suprafață se crește un oxid, peste care se depune un strat gros de siliciu policristalin. Deoarece acest strat va constitui suportul mecanic al plachetei finite, grosimea sa trebuie să fie de ordinul a 200  $\mu\text{m}$ . În etapa următoare, după cum se indică în fig. 2.47c, placheta este corodată sau șlefuită pe partea în care se va realiza circuitul. Șlefuirea are loc până în momentul în care este îndepărtat tot siliciul, cu excepția aceluia rămas în insulele izolate dintre șanțuri. După creșterea unui strat de oxid, placheta parcurge restul etapelor procesului standard. De observat că izolarea fiecărui dispozitiv este realizată prin intermediul unui strat de oxid.

### 2.7.2 Procese compatibile pentru dispozitive active cu performanțe ridicate

Multe aplicații specializate de circuit cer un tip particular de dispozitiv activ, altul decât tranzistorul  $nnp$  sau  $pnp$  care rezultă din procesul standard. Aceste tipuri includ tranzistoare cu efect de câmp cu grilă-joncțiune pentru comutarea analogică și pentru amplificatoarele cu curent mic de intrare, tranzistoare cu efect de câmp cu grila izolată (MOS) pentru aceleași aplicații, tranzistoare  $nnp$  cu câștig foarte mare în curent („super- $\beta$ ”) pentru amplificatoare cu curent mic de intrare și tranzistoare  $pnp$  de mare viteză pentru circuitele analogice rapide. În general, realizarea acestor dispozitive cere adăugarea unei sau mai multor etape de mascare la procesul de fabricație de bază. În continuare se vor descrie cele mai importante dintre aceste structuri speciale.

**Tranzistoare cu efect de câmp cu grilă-joncțiune (TECJ dublu difuzate).** TECJ se pot fabrica pe același cip cu dispozitivele bipolare prin diferite metode. Dacă pentru canalul TECJ se utilizează regiunea bazei unui tranzistor bipolar de circuit integrat standard ca în cazul rezistorului îngustat din fig. 2.41, se obține o valoare a tensiunii de închidere care este mult prea mare (din cauza grosimii relativ mari a canalului).

Un TECJ dublu difuzat, cu un canal mai îngust, se poate fabrica pe același cip prin adăugarea la proces a unei difuzii suplimentare (vezi fig. 2.48a). În această formă a procesului

grila superioară a TECJ se formează cu ajutorul unei difuzii  $n^+$  separate. Predepunerea pentru această difuzie se face după difuzia bazei. Se continuă cu o difuzie scurtă pentru a se redistribui parțial impuritățile, după care urmează predepunerea și difuzia standard de emitor. Deoarece predepunerea pentru grilă s-a realizat înaintea predepunerii și difuziei de emitor, impuritățile respective difuzează mai adânc decât cele din emitor obținându-se pentru TECJ o regiune a canalului mai îngustă decât baza tranzistorului  $nnp$ . Deși din punct de vedere al structurii fizice TECJ este principial identic cu rezistorul îngustat din fig. 2.41, în mod obișnuit dimensiunile lor laterale diferă. Structuri similare se pot realiza prin utilizarea a două difuzii  $p$  separate pentru bază și a unei singure difuzii  $n^+$ .

Structura de TECJ care rezultă prin procesul descris anterior are o tensiune de închidere cu o valoare tipică de 2—5 V și un curent rezidual de grilă în gama 10—100 pA. Această structură de TECJ are însă câteva dezavantaje.

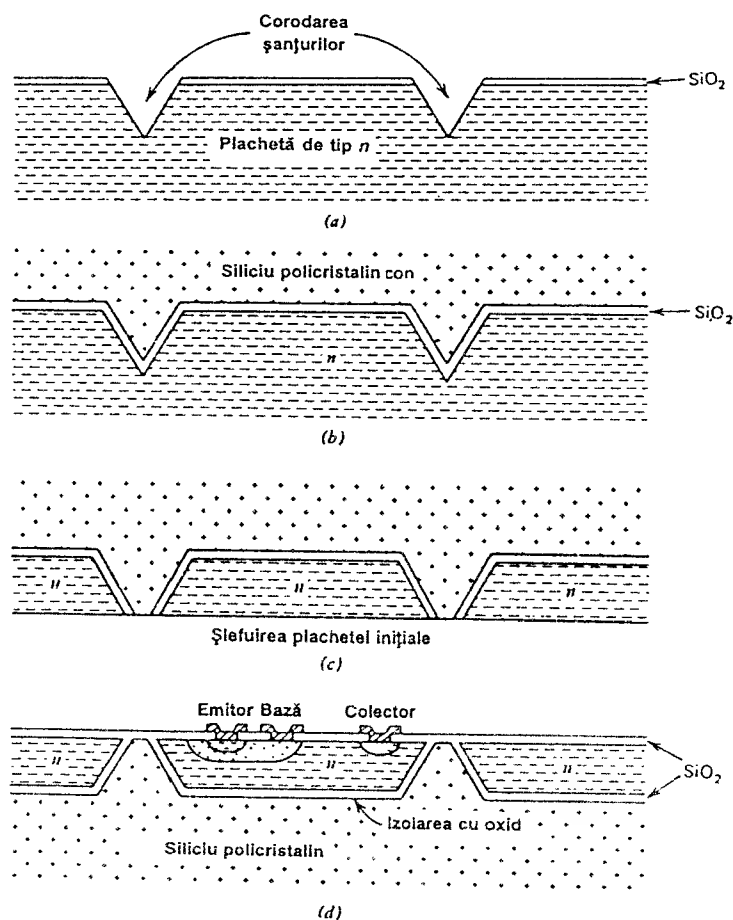


Fig. 2.47 Etapele procesului care folosește izolarea dielectrică. (a) Corodarea șanțurilor pe spatele plachetei. (b) Depunerea stratului suport din siliciu policristalin. (c) Polizarea și șlefuirea plachetei. (d) Se continuă cu etapele procesului standard începând cu masca pentru bază.



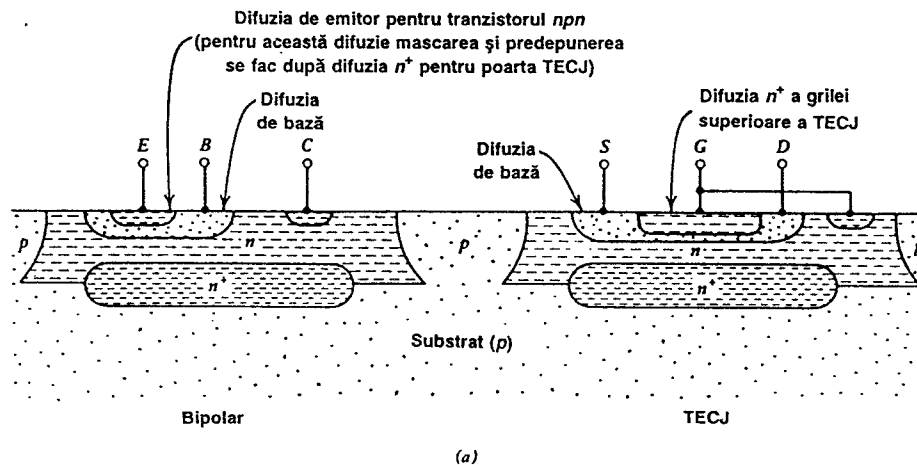


Fig. 2.48a Structură de TECJ dublu-difuzat compatibil.

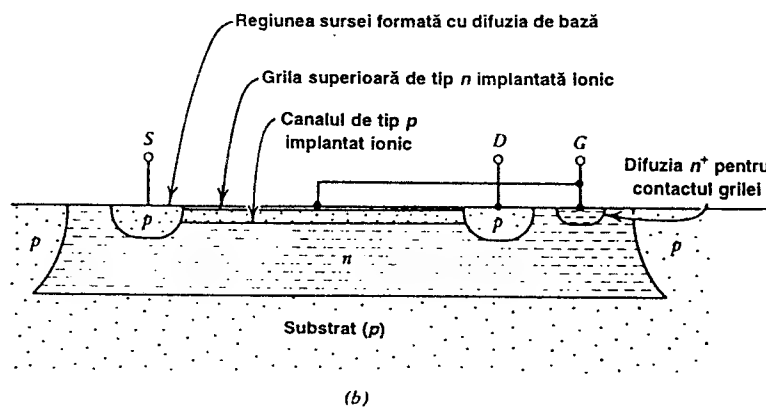


Fig. 2.48b Structură de TECJ implantat.

Deoarece canalul tranzistorului este destul de îngust, variații relativ mici ale condițiilor de predepunere și difuzie conduc la variații mari ale grosimii canalului și ale tensiunii de închidere. De asemenea, deoarece grila inferioară este mult mai slab dopată decât canalul, cea mai mare parte a stratului golit al acestei joncțiuni se află în materialul mai slab dopat al grilei. Ca urmare grila inferioară are o contribuție mică la tranconductanța tranzistorului. Alt dezavantaj este dat de faptul că tensiunea de străpungere drenă-grilă este limitată la aceea a unei joncțiuni emitor-bază de tranzistor bipolar, fiind de aproximativ 7 V.

**TECJ implantate ionic.** Depășirea neajunsurilor structurii dublu difuzate se poate realiza prin introducerea în fabricația TECJ a unei etape de implantare ionică<sup>5</sup> (de tipul discutat în Secțiunea 2.2.6). O structură tipică de TECJ implantat ionic este prezentată în fig. 2.48b. Acest proces este denumit uzual BiFET. Pentru formarea canalului se utilizează o etapă de implantare de tip  $p$ . Deoarece procesul de implantare este capabil să asigure o plasare foarte

Parametrul	Tipul TECJ	
	canal <i>p</i> difuzat	canal <i>p</i> implantat
$I_{DSS}$	$-500 \mu\text{A}$ ( $W/L=25$ )	$-300 \mu\text{A}$ ( $W/L=25$ )
$V_P$	2 V	1 V
$\lambda$	$-10^{-2} \text{ V}^{-1}$	$-10^{-2} \text{ V}^{-1}$
$I_{GSS}$	$10^{-10} \text{ A}$	$10^{-10} \text{ A}$
$BV_{GDO}$	7 V	60 V
$g_{m0}$	0,5 mA/V	0,6 mA/V
$r_d$	100 $\Omega$	50 $\Omega$
Joncțiunea grilă-sursă	$\begin{cases} C_{gs0} \\ \psi_0 \\ n \end{cases}$	$\begin{cases} 2 \text{ pF} \\ 0,7 \text{ V} \\ 0,33 \end{cases}$
Joncțiunea grilă-drenă	$\begin{cases} C_{gd0} \\ \psi_0 \\ n \end{cases}$	$\begin{cases} 0,5 \text{ pF} \\ 0,7 \text{ V} \\ 0,33 \end{cases}$
Joncțiunea grilă-substrat	$\begin{cases} C_{gs0} \\ \psi_0 \\ n \end{cases}$	$\begin{cases} 4 \text{ pF} \\ 0,52 \text{ V} \\ 0,5 \end{cases}$

Fig. 2.49 Parametrii tipici pentru un TECJ din circuitele integrate.

uniformă și precisă a impurităților, numărul de atomi de impuritate din canal este precis controlat. Acest fapt permite să se realizeze atât un control al valorii tensiunii de închidere cât și o împerechere mult mai precisă în comparație cu cele care sunt posibile pentru TECJ dublu-difuzat. De asemenea, deoarece valoarea maximă a concentrației de impurități în regiunea canalului este de numai, aproximativ,  $10^{16}$  atomi/cm<sup>3</sup>, se poate menține și o valoare mare a tensiunii de străpungere drenă-grilă. Grila superioară se formează prin implantarea lângă suprafață a unui strat subțire de impurități de tip *n*. Deoarece acest strat nu se extinde prea adânc în regiunea canalului, precizia cu care se realizează adâncimea și concentrația de impurități ale acestei implantări nu afectează puternic valoarea tensiunii de închidere sau a curentului  $I_{DSS}$ . Ca urmare perechile de astfel de tranzistoare se pot realiza cu caracteristici împerechere foarte strâns. Importanța acestui rezultat în ceea ce privește realizarea de amplificatoare operaționale cu TECJ la intrare este discutată în *Capitolul 6*.

Valorile parametrilor tipici pentru TECJ din circuitele integrate sunt prezentate în Fig. 2.49.

Amplificatorul curentului  $O_{IC}$  este prezentat în Fig. 2.50a. Acesta este realizat dintr-un TECJ cu caracteristici de intrare și de ieșire foarte bune, care este conectat la o sarcină rezistivă  $R_L$  prin intermediul unei rezistențe de emisie  $R_E$ .

În Fig. 2.50b este prezentat circuitul de biasare pentru amplificatorul curentului. Acesta este realizat dintr-un TECJ cu caracteristici de intrare și de ieșire foarte bune, care este conectat la o sarcină rezistivă  $R_L$  prin intermediul unei rezistențe de emisie  $R_E$ . Creșterea câștigului în curent și reducerea tensiunii de străpungere  $BV_{CEO}$  a tranzistoarelor

În Secțiunea 1.3.4 s-a arătat că

$$BV_{CEO} = \frac{BV_{CBO}}{\sqrt[n]{\beta}}, \quad (2.27)$$

unde  $BV_{CEO}$  este tensiunea de străpungere corespunzătoare zonei plane a joncțiunii colector-bază. Deci pentru o rezistivitate dată a stratului epitaxial și, corespunzător, pentru o tensiune de străpungere colector-bază dată, o creștere în  $\beta$  duce la o scădere în  $BV_{CEO}$ . Creșterea câștigului în curent,  $\beta$ , al tuturor tranzistoarelor din circuit nu este însă posibilă deoarece în acest caz circuitul nu va mai putea rezista la tensiunea de lucru cerută.

Problema compromisului între câștigul în curent și tensiunea de străpungere se poate rezolva prin fabricarea pe cip a două tipuri de tranzistoare.

Unul, tranzistorul standard, este asemănător ca structură tranzistoarelor convenționale. Prin introducerea unei a doua difuzii, se realizează tranzistoare cu  $\beta$  foarte mare care se utilizează ca tranzistoare de intrare în amplificator. O structură tipică a unor astfel de tranzistoare este indicată în fig. 2.50. Ca și în cazul TECJ dublu difuzat, aceste tranzistoare se pot realiza fie utilizând pentru ambele tipuri de tranzistoare aceeași difuzie de bază și difuzii de emitor diferite, fie prin utilizarea a două difuzii de bază diferite și a aceleiași difuzii de emitor. Se folosesc ambele metode. Deoarece tranzistoarelor super- $\beta$  nu li se cere să aibă o tensiune de străpungere mai mare ca aproximativ 1 V, ele se pot difuza cu o bază extrem de subțire, obținându-se valori ale câștigului în curent de 2000–5000. Pentru aceste grosimi ale bazei mecanismul real de străpungere nu mai este dat câtuși de puțin de multiplicarea în regiunea golită a joncțiunii colector-bază ci de un alt fenomen denumit pătrundere. Prin pătrundere se înțelege extinderea regiunii golite a joncțiunii colector-bază în toată baza, până la atingerea regiunii golite a joncțiunii emitor-bază. Utilizarea acestor tranzistoare în amplificatoarele operaționale este descrisă în *Capitolul 6*.

**Tranzistoare MOS.** Tranzistoarele MOS sunt utile în proiectarea de circuite integrate deoarece cu ele se pot realiza comutatoare analogice de mare performanță, amplificatoare cu curent de intrare mic și în mod particular, utilizând tehnologia MOS, circuite logice complexe într-o arie mică. Acest ultim aspect este important deoarece separarea subsistemelor în cipuri analogice și digitale devine din ce în ce mai dificilă pe măsură ce complexitatea cipurilor individuale devine mai mare.

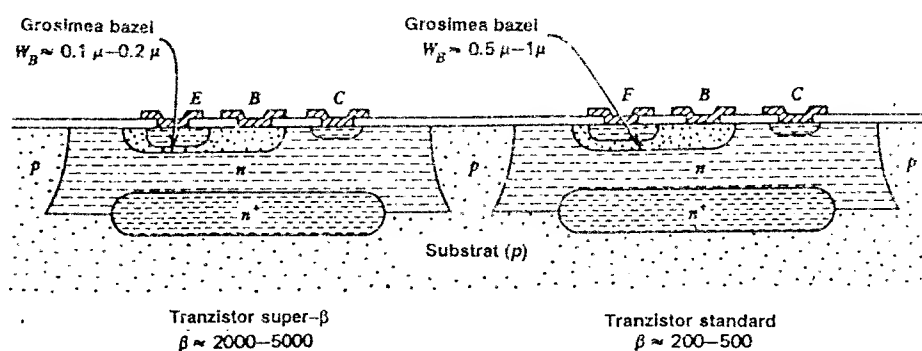
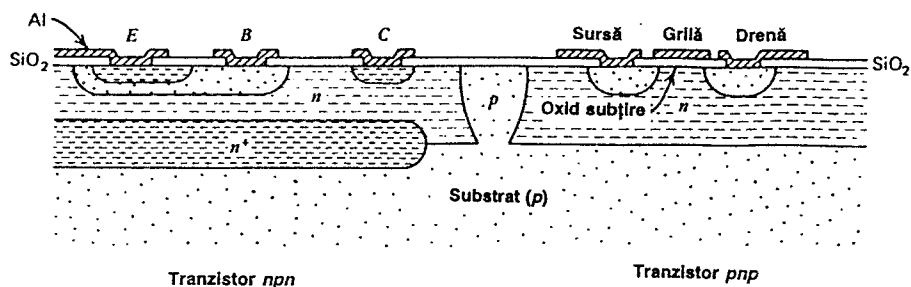


Fig. 2.50 Structură de tranzistor super- $\beta$ .

Fig. 2.51 Tranzistor MOS cu canal  $p$ , compatibil.

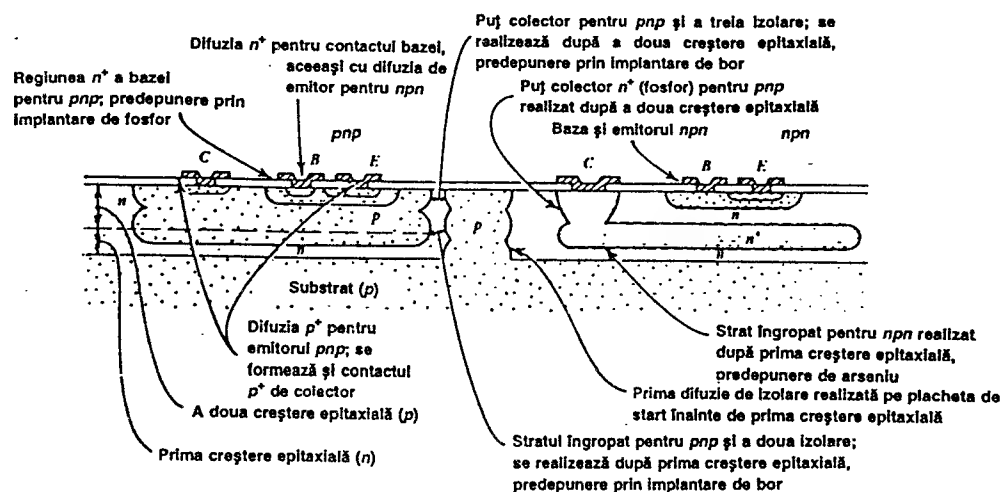
Tranzistoare MOS, cu grilă de aluminiu și canal  $p$ , se pot realiza prin procesul standard de circuite integrate analogice de tensiune mare la care se adaugă însă o etapă suplimentară de mascare<sup>15</sup>. În cazul în care în procesul original s-a inclus o mască pentru capacitatoare, această etapă suplimentară nu mai este necesară. După cum se indică în fig. 2.51, sursa și drenea sunt formate în stratul epitaxial prin folosirea difuziei de bază. Masca de capacitor se folosește pentru a defini regiunea corespunzătoare oxidului de deasupra canalului. Metalizarea din aluminiu formează grila. O dezvoltare majoră în fabricația de circuite integrate care a avut loc în ultimii ani, o constituie combinarea pe același cip a tranzistoarelor bipolare de mare performanță cu tranzistoare CMOS, în cadrul unui proces denumit BiCMOS, care va fi prezentat în Secțiunea 2.11.

**Tranzistoare  $pnp$  dublu difuzate.** Răspunsul slab în frecvență al tranzistoarelor  $pnp$  laterale limitează performanțele de înaltă frecvență care pot fi atinse de unele tipuri de circuite analogice. Deși în multe cazuri s-a verificat că este posibil să se învingă aceste dificultăți prin proiectarea inteligentă a circuitului, circuitul care rezultă este adeseori complex și scump. O alternativă constă în utilizarea unui proces mult mai complex prin care se pot produce tranzistoare  $pnp$  dublu difuzate de viteză mare, cu proprietăți comparabile cu acelea ale tranzistorului  $npn$ <sup>16</sup>. Procesul folosește în mod uzual trei etape suplimentare de mascare și difuzie: una pentru realizarea unei regiuni de tip  $p$  ușor dopate — care va fi colectorul tranzistorului  $pnp$ , o difuzie de tip  $n$  pentru formarea bazei tranzistorului  $pnp$  și încă o difuzie de tip  $p$  cu care se realizează emitorul tranzistorului  $pnp$ . Structura tipică care se obține este indicată în fig. 2.52. Acest proces necesită zece etape de mascare și două etape de creștere epitaxială.

### 2.7.3 Componente pasive cu performanțe ridicate

Dezavantajele rezistoarelor difuzate sunt date de valoarea mică a coeficientului de temperatură, de toleranțele slabe și de izolarea cu joncțiuni. Acest ultim dezavantaj este legat de faptul că fiecare rezistor se asociază cu capacități parazite și cu expunerea la radiații electromagnetică datorită joncțiunilor care curg prin joncțiunile de izolare.

Aceste dezavantaje se pot elimina prin utilizarea rezistoarelor cu straturi subțiri, depuse pe suprafața superioară a cipului peste un strat izolant de oxid. După depunerea materialului rezistorului, rezistoarele individuale sunt definite prin intermediul unei etape de mascare fiind apoi interconectate cu restul circuitului prin utilizarea procesului standard de interconectare cu aluminiu.

Fig. 2.52 Proces de tranzistor *pnp* dublu-difuzat, compatibil.

Materialele folosite în mod obișnuit pentru rezistoarele cu straturi subțiri sunt nicromul și tantalul. O structură tipică este indicată în fig. 2.53. Proprietățile rezistoarelor care se obțin prin folosirea acestor materiale sunt rezumate în fig. 2.54.

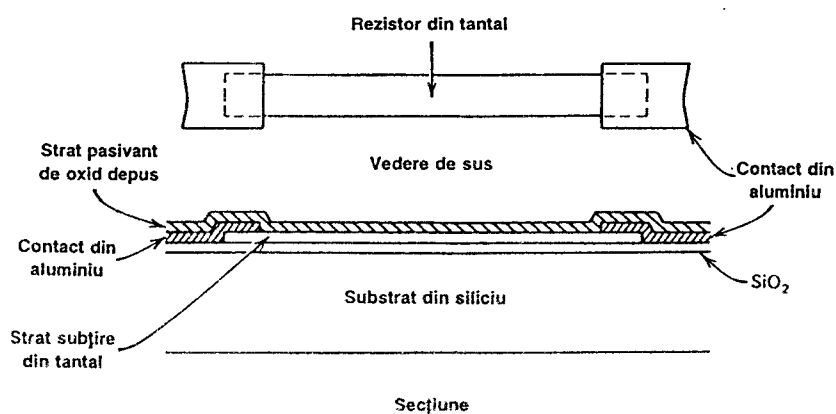


Fig. 2.53 Structură tipică de rezistor cu straturi subțiri.

	Tipul rezistorului		
	Nicrom	Tantal	Cermet (Cr-SiO)
Rezistența pe pătrat, $\Omega/\square$	10—1000	10—1000	30—2500
Coeficientul de temperatură, ppm/°C	$\pm 10 - \pm 150$	$\pm 5 - \pm 200$	$\pm 50 - \pm 150$

Fig. 2.54 Proprietățile rezistoarelor monolitice cu straturi subțiri.

## 2.8 FABRICAREA CIRCUITELOR INTEGRATE MOS

Tehnologiile de fabricație a circuitelor integrate MOS se extind pe un spectru considerabil mai larg în ceea ce privește complexitatea și performanțele decât acela al tehnologiilor bipolare. În general se poate spune că tehnologiile MOS cele mai utilizate în prezent se împart în două categorii. O primă categorie, tehnologiile NMOS, oferă două tipuri fundamentale de tranzistoare MOS: cu canal  $n$  indus (tensiunea de prag este mai mare ca 0 V) și cu canal  $n$  inițial (tensiunea de prag este mai mică decât 0 V). Tranzistorul cu canal indus este utilizat în esență ca sarcină activă. A doua categorie o constituie tehnologiile CMOS care oferă de asemenea tot două tipuri fundamentale de tranzistoare MOS: cu canal  $n$  indus și cu canal  $p$  indus. Cu scopul de a ilustra tehnologiile de fabricație MOS se consideră un exemplu gândit astfel încât să conțină toate cele trei tipuri de tranzistoare. De fapt, într-un proces real de producție, toate cele trei tipuri de tranzistoare sunt rareori întâlnite laolaltă.

În tehnologiile CMOS substratul folosit este fie de tip  $p$ , fie de tip  $n$ , tranzistorul complementar fiind realizat într-o zonă izolată, implantată, de tip opus substratului. Materialul de start este o plachetă din siliciu cu concentrație de impurități de  $10^{14}$ – $10^{15}$  atomi/cm<sup>3</sup> care, în cazul exemplului de față, se va considera că este de tip  $p$ . În cazul tehnologiei CMOS prima etapă constă în realizarea unei zone izolate, denumită *vană\**, de tip opus substratului — deci în acest caz de tip  $n$  — în care se va forma tranzistorul complementar. Vana  $n$  se formează printr-o operație de mascare și implantare a unei specii donoare, tipic fiind utilizat fosforul. Printr-o difuzie ulterioară implantării se ajunge la structura prezentată în fig. 2.55. Valoarea concentrației la suprafață în vana  $n$ , după difuzie, este tipic de  $10^{15}$ – $10^{16}$  atomi/cm<sup>3</sup>.

Urmează depunerea unui strat de nitrură de siliciu. Acest strat este apoi definit printr-o operație de mascare, astfel încât nitrura să rămână numai pe ariile în care se vor realiza dispozitivele active. Suprafețele neacoperite de nitrură sunt denumite zone de câmp, sau pe scurt câmp. După mascare se realizează o implantare suplimentară prin care se crește concentrația la suprafață a zonelor neacoperite cu nitrură. (De multe ori această etapă include și o operație de mascare suplimentară astfel încât concentrațiile la suprafață pe vană și pe câmp să poată fi controlate independent, prin intermediul unor implantări separate). Necesitatea creșterii concentrației de suprafață pe câmp se explică observând că zonele de câmp se comportă ca niște tranzistoare MOS „parazite” care au oxidul de poartă foarte gros. Pentru realizarea unei izolări corecte între tranzistoare, tranzistoarele „parazite” trebuie să aibă o tensiune de prag de valoare suficient de mare astfel încât să nu fie deschise niciodată. Creșterea valorii tensiunii de prag se realizează prin creșterea concentrației la suprafață pe câmp. După implantarea câmpului urmează o oxidare localizată (oxidarea de câmp), rezultând structura prezentată în fig. 2.56. După creșterea oxidului de câmp nitrura este îndepărtată din aria activă și se realizează o implantare prin intermediul căreia se ajustează concentrația la suprafață în zonele care vor deveni canalele tranzistoarelor MOS. Aplicând relația 1.166 pentru nivelele de dopare uzual întâlnite în ariile active se găsește o tensiune de prag de câteva sute de mV pentru tranzistorul cu canal  $n$  și de aproximativ –2 V pentru tranzistorul cu canal  $p$ .

\* În românește pentru aceste zone izolate se folosesc curent, în afara termenului de *vană*, și termenii din literatura de limbă engleză: *well* sau *tub*. Vom avea deci *n-well*, *p-well* și *twin-tub* (n.t.).

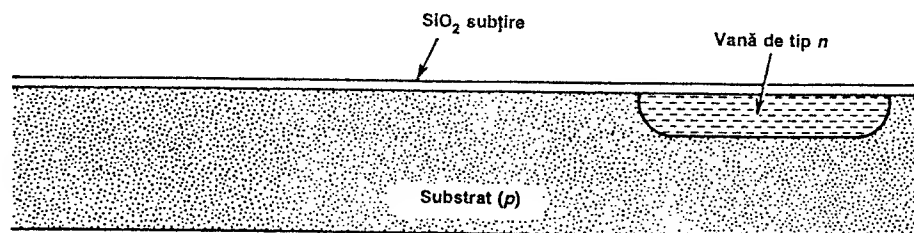


Fig. 2.55. Secțiune transversală prin structură după implantarea și difuzia vanei de tip  $n$ . În etapele ulterioare ale procesului în zonele de tip  $p$  neimplantate ale substratului se vor forma tranzistoarele cu canal  $n$  iar în vana de tip  $n$  se vor forma tranzistoarele cu canal  $p$ .

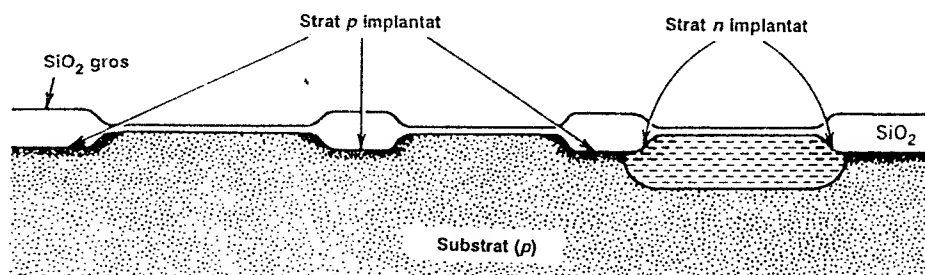


Fig. 2.56 Secțiune transversală prin structură după etapa de implantare de câmp și oxidare de câmp.

Pentru circuitele digitale este de dorit, din motive legate de marginea de zgomot, o valoare a tensiunii de prag de 0,7 V până la 1 V. De obicei, pentru a aduce tensiunea de prag la aceste valori, se include o etapă de implantare care modifică concentrația la suprafață în regiunea canalului a ambelor tipuri de tranzistoare. Deși uneori această ajustare a tensiunii de prag este realizată printr-o singură implantare superficială, pe întreaga plachetă, care modifică simultan tensiunea de prag a ambelor tipuri de tranzistoare, mult mai des se folosesc două operații de mascare și de implantare diferite, câte una pentru fiecare tip de tranzistor. De asemenea, în cazul în care procesul oferă și tranzistoare cu canal  $n$  inițial, ele sunt definite în acest punct printr-o operație de mascare și implantare prin care se modifică valoarea tensiunii de prag numai a acelor tranzistoare care trebuie să devină normal deschise. Urmează depunerea unui strat de polisiliciu, porțile diverselor tranzistoare fiind apoi definite printr-o operație de mascare.

Structura care rezultă este prezentată în fig. 2.57.

Tehnologia MOS cu poartă din siliciu oferă trei nivele de interconectare: metalul, polisiliciul și difuzia. Cu excepția situațiilor în care în proces se iau măsuri speciale conectarea între polisiliciu și straturile difuzate necesită utilizarea unui traseu (o punte) de metal, deoarece stratul de polisiliciu acționează ca o mască pentru difuzie. Obținerea unui contact electric direct între polisiliciu și straturile difuzate se realizează prin includerea în proces înainte de depunerea polisiliciului, cu ajutorul unei operații de mascare, a unui contact îngropat.

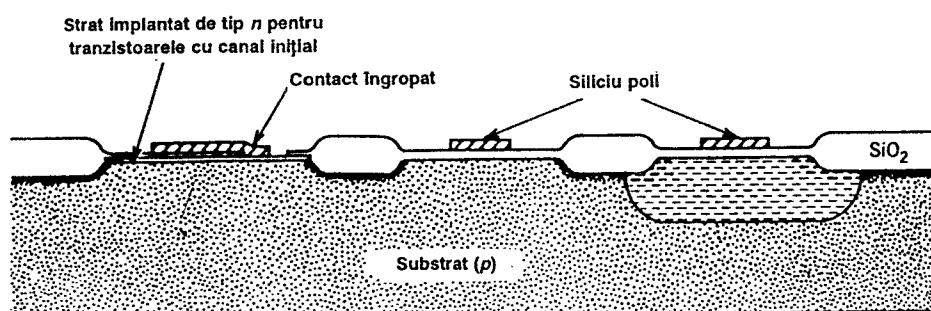


Fig. 2.57 Secțiune transversală prin structură după depunerea și definirea stratului de polisiliciu al grilei. În zonele cu oxid subțire s-a realizat o implantare pentru ajustarea tensiunii de prag a tranzistoarelor.

Prin această operație de mascare în stratul de dioxid de siliciu se deschide o fereastră în zona care se va afla sub polisiliciu. În acest fel polisiliciul depus va atinge suprafața siliciului, formând un contact direct polisiliciu-siliciu. Tranzistorul cu canal inițial din fig. 2.57 are un astfel de contact îngropat prin care sursa îi este conectată la grilă.

În etapa următoare prin intermediul unei operații de mascare se acoperă cu fotorezist tranzistoarele cu canal  $p$ ; printr-o corodare este înlăturat oxidul din zonele de sursă și drenă ale tranzistoarelor cu canal  $n$ . Aceste zone sunt dopate apoi cu arsen sau cu fosfor fie prin implantare, fie prin difuzie. După o oxidare de scurtă durată operațiile anterioare sunt repetate pentru zonele de sursă și drenă de tip  $p$ , pentru doparea cărora se folosește borul. Structura care rezultă este prezentată în fig. 2.58.

În mod obișnuit în acest punct al procesului pe plachetă se depune un strat de dioxid de siliciu fie prin depunere chimică din faza de vapori, fie folosind alte tehnici asemănătoare. Rolul acestui strat este de a reduce capacitățile parazite ale metalizării de interconectare. Acest oxid nu poate fi crescut termic din cauza redistribuirii profilelor de impurități care ar avea loc în timpul creșterii oxidului. După depunerea oxidului, printr-o operație de mascare, se deschid ferestrele de contact. Urmează depunerea metalului și definirea traseelor de metalizare prin intermediul unei alte operații de mascare. Forma finală a structurii este prezentată în fig. 2.59. Microfotografia unui astfel de tranzistor este prezentată în fig. 2.60. Următoarele etape ale procesului de fabricație sunt aceleași ca la tehnologia bipolară, descrisă în Secțiunea 2.3.

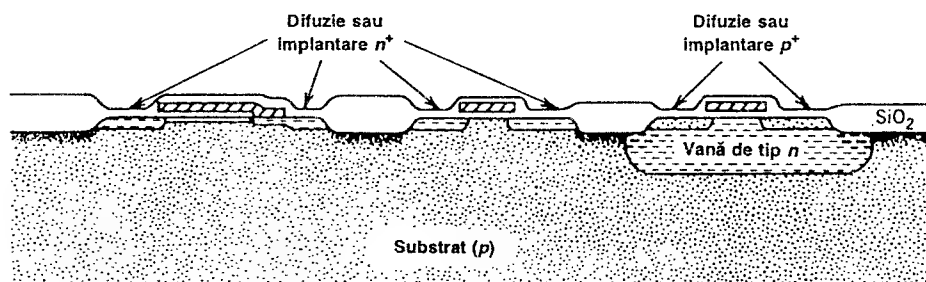
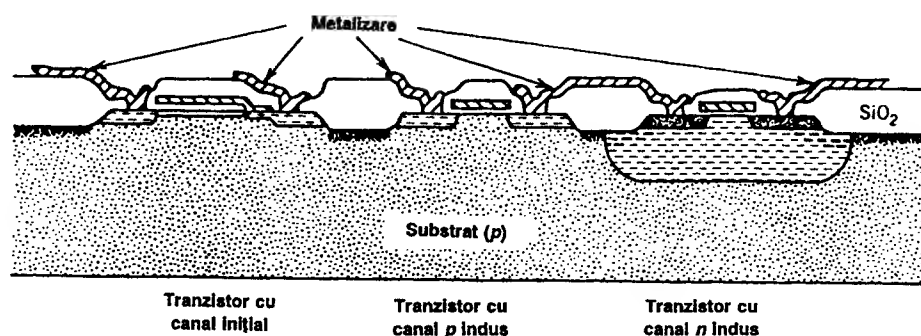
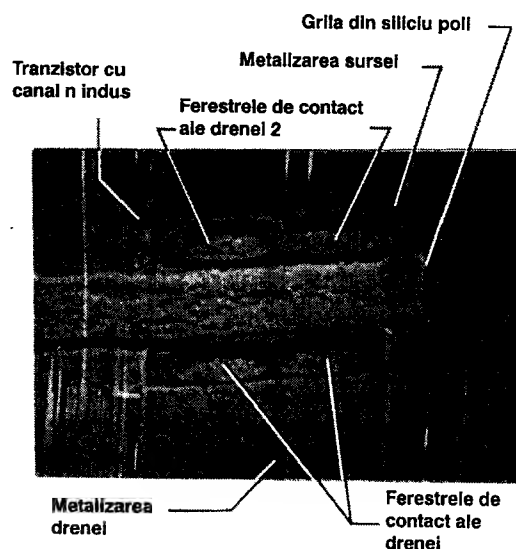


Fig. 2.58 Secțiune transversală prin structură după operațiile de mascare și difuzie a sursei și drenei.





**Fig. 2.59** Secțiune transversală prin structura în forma finală. Tranzistoarele cu canal  $n$  indus și canal  $n$  inițial se deosebesc între ele prin faptul că tranzistorul cu canal inițial a suferit o implantare de impurități donoare în canal pentru micșorarea tensiunii sale de prag, care ajunge astfel la o valoare uzuală cuprinsă între  $-1,5$  și  $-3$  V.



**Fig. 2.60** Microfotografia unui tranzistor MOS cu poartă din siliciu. În această fotografie sunt vizibile poarta din polisiliciu, marginea regiunii cu oxid de câmp, metalizările de drenă și de sursă și ferestrele de contact. Pentru acest tranzistor particular ferestrele de contact au forma a două deschideri dreptunghiulare și nu a unui singur dreptunghi mai lung, ca în fig. 2.61. Ferestrele de contact de dimensiuni mari sunt frecvent realizate prin mai multe ferestre mai mici, elementare, toate având aceeași geometrie. În acest fel se obține o mai bună uniformitate a vitezei de corodare a ferestrelor de contact și o mai bună împerechere a dispozitivelor.

## 2.9 DISPOZITIVE ACTIVE ÎN CIRCUITELE INTEGRATE MOS

Procesul tehnologic prezentat în secțiunea anterioară permite realizarea unei diversități de dispozitive având diferite tensiuni de prag, diferite mobilități în canal și diferite capacități parazite. În plus procesul permite și obținerea unui repetor pe emitor bipolar, folosind vana ca bază. În secțiunea de față se vor examina proprietățile acestor diferite tipuri de dispozitive.

### 2.9.1 Tranzistoare cu canal $n$

În fig. 2.61 este prezentat un layout tipic pentru un tranzistor MOS cu canal  $n$ . Partea din dispozitiv care este activă electric este aceea de sub grilă; restul ariei ocupate de dispozitiv asigură numai contactele electrice la terminale. La fel ca și în cazul tranzistoarelor bipolare integrate, aceste arii introduc capacități și rezistențe parazite.

În comparație cu tehnologiile bipolare, în cazul tehnologiilor MOS, proiectantul de circuite are o mult mai mare flexibilitate relativ la „croirea” proprietăților fiecărui dispozitiv în concordanță cu rolul care îi este destinat într-un circuit particular. Proiectantul poate specifica atât lățimea canalului (analoagă ariei de emitor pentru bipolar) cât și lungimea canalului. Lungimea canalului este analoagă grosimii bazei tranzistorului bipolar; grosimea bazei nu se află sub controlul proiectantului deoarece este un parametru de proces și nu un parametru definit prin mască. Spre deosebire de cazul tranzistorului bipolar transconductanța tranzistorului MOS, pentru o valoare dată a curentului de drenă, poate fi făcută să varieze într-o gamă mare de valori prin modificarea geometriei tranzistorului. Aceeași situație se întâlnește și pentru tensiunea grilă-sursă. În alegerea geometriei tranzistorului proiectantul trebuie să fie însă capabil să asocieze modificările de geometrie cu modificările parametrilor electrici ai tranzistorului. Pentru a ilustra această procedură se vor calcula parametrii de model pentru tranzistorul prezentat în fig. 2.61. Acest tranzistor are un canal cu o lungime și o lățime — desenate pe mască — de  $6\ \mu\text{m}$  și respectiv  $50\ \mu\text{m}$ . Se presupune că parametrii de proces sunt aceia dați în *Tabelul 2.1*, care corespund unui proces în care lungimea minimă a porții este de  $3\ \mu\text{m}$ . Parametrii unor procese mult mai avansate sunt dați în *Tabelul 2.2* și *Tabelul 2.3*.

**Tensiunea de prag.** În conformitate cu cele prezentate în *Capitolul 1* expresia tensiunii de prag este

$$V_t = \phi_{ms} + 2\phi_f + \frac{Q_b}{C_{ox}} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}} \quad (2.28)$$

unde  $\phi_{ms}$  este diferența de lucru de ieșire metal-semiconductor,  $\phi_f$  nivelul Fermi în volumul siliciului,  $Q_b$  sarcina din regiunea golită din substrat,  $C_{ox}$  capacitatea oxidului pe unitatea de arie și  $Q_{ss}$  densitatea de sarcini fixe de la interfața Si/SiO<sub>2</sub>. Modul de calcul a valorii tensiunii de prag se va prezenta în exemplul următor.

Valoarea tensiunii de prag trebuie determinată însă de multe ori pe cale experimentală. O metodă constă în trasarea dependenței rădăcinii pătrate a curentului de drenă în funcție de tensiunea grilă-sursă (vezi fig. 2.62). Tensiunea de prag rezultă la intersecția extrapolării porțiunii liniare a caracteristicii cu axa tensiunii grilă-sursă (cu alte cuvinte porțiunea liniară a caracteristicii se extrapolează până la o valoare nulă a curentului de drenă). Din panta porțiunii liniare a caracteristicii se poate determina mărimea  $\mu_n C_{ox} W/L_{ef}$  specificată la valoarea

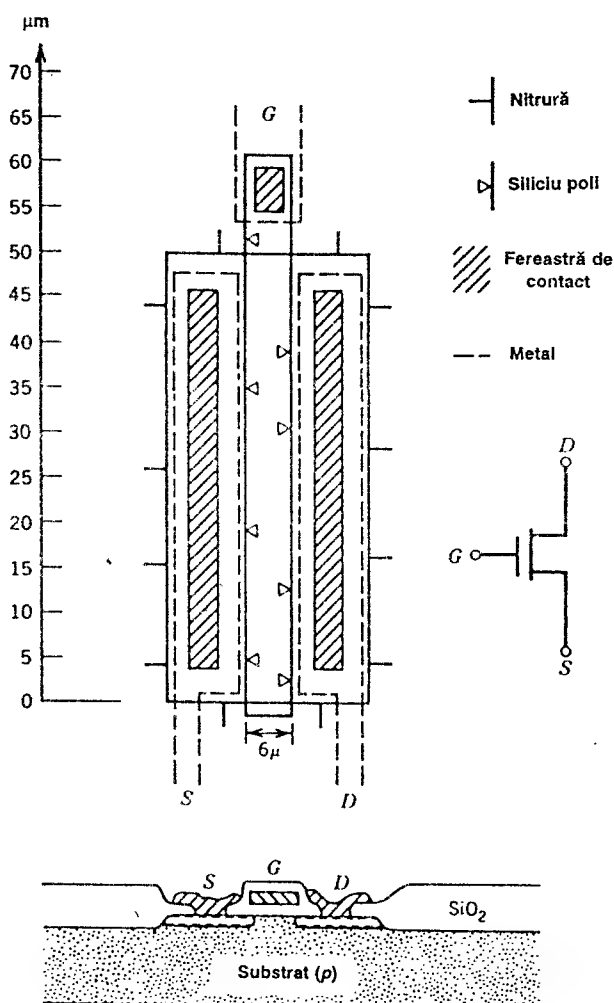


Fig. 2.61 Exemplu de layout pentru un tranzistor MOS cu poartă din siliciu cu canal  $n$ . Diferitele măști sunt codificate după cum se indică în figură.

tensiunii drenă-sursă la care s-au făcut măsurătorile. Caracteristica determinată experimental se abate de la linia dreaptă la curenți mici din cauza conducției sub prag iar la curenți mari din cauza scăderii mobilității în canal, pe măsură ce viteza purtătorilor se apropie de valoarea limită determinată de împrăștieri.

#### ■ EXEMPLU

Să se calculeze tensiunea de prag a tranzistoarelor NMOS neimplantate și implantate, pentru procesul descris în Tabelul 2.1, în condițiile unei polarizări nule a substratului.

Tabelul 2.1

Parametrii de proces pentru un proces tipic CMOS *n*-well,  
cu poartă din siliciu, având o lățime minimă a porții de 3  $\mu\text{m}$

Parametrul	Simbolul	Tranzistor cu		Unități
		canal <i>n</i>	canal <i>p</i>	
Doparea substratului	$N_A, N_D$	$1 \times 10^{15}$	$1 \times 10^{16}$	$\text{cm}^{-3}$
Grosimea oxidului porții	$t_{ox}$	400	400	Å
Diferența de lucru de ieșire metal-semiconductor	$\phi_{ms}$	-0,6	-0,1	V
Mobilitatea în canal	$\mu_n, \mu_p$	700	350	$\text{cm}^2/\text{Vs}$
Lungimea minimă, desenată pe mască, a canalului	$L_{mască}$	3	3	$\mu\text{m}$
Adâncimea joncțiunii sursă, drenă	$X_j$	0,6	0,6	$\mu\text{m}$
Difuzia laterală sursă, drenă	$L_d$	0,3	0,3	$\mu\text{m}$
Capacitatea de suprapunere pe unitatea de lungime a porții	$C_{ot}$	0,35	0,35	$\text{fF}/\mu\text{m}$
Implantarea de ajustare a pragului (profil dreptunghiular)				
- tipul de impuritate		<i>p</i>	<i>p</i>	
- adâncimea efectivă	$X_i$	0,3	0,3	$\mu\text{m}$
- concentrația de suprafață efectivă	$N_{si}$	$2 \times 10^{16}$	$0,9 \times 10^{16}$	$\text{cm}^{-3}$
Valoarea nominală a tensiunii de prag	$V_t$	0,7	-0,7	V
Concentrația de impurități în grila din polisiliciu	$N_{dpoli}$	$10^{20}$	$10^{20}$	$\text{cm}^{-3}$
Rezistența pe pătrat a grilei din polisiliciu	$R_s$	20	20	$\Omega/\square$
Capacitățile joncțiunilor sursă/drenă - substrat la polarizare nulă	$C_{j0}$	0,08	0,20	$\text{fF}/\mu\text{m}^2$
Coeficientul de gradare al joncțiunilor sursă/drenă - substrat	<i>n</i>	0,5	0,5	
Capacitățile joncțiunilor laterale sursă/drenă la polarizare nulă	$C_{jsw0}$	0,5	1,5	$\text{fF}/\mu\text{m}$
Coeficientul de gradare al joncțiunilor laterale sursă/drenă - substrat	<i>n</i>	0,5	0,5	
Diferența de potențial internă a joncțiunilor sursă/drenă	$\psi_0$	0,65	0,65	V
Densitatea de sarcini fixe	$Q_{ss}/q$	$10^{11}$	$10^{11}$	$\text{cm}^{-2}$
Parametrul de modulație a lungimii canalului	$\frac{dX_d}{dV_{DS}}$	0,2	0,1	$\mu\text{m}/\text{V}$

Tabelul 2.2

Parametrii de proces pentru un proces CMOS *n*-well,  
cu poartă din siliciu, având o lăţime minimă a porţii de 1,5  $\mu\text{m}$

Parametrul	Simbolul	Tranzistor cu		Unităţi
		canal <i>n</i>	canal <i>p</i>	
Doparea substratului	$N_A, N_D$	$2 \times 10^{15}$	$1,5 \times 10^{16}$	$\text{cm}^{-3}$
Grosimea oxidului porţii	$t_{ox}$	250	250	$\text{\AA}$
Diferenţa de lucru de ieşire metal-semiconductor	$\phi_{ms}$	-0,6	-0,1	V
Mobilitatea în canal	$\mu_n, \mu_p$	650	300	$\text{cm}^2/\text{Vs}$
Lungimea minimă, desenată pe mască, a canalului	$L_{mască}$	1,5	1,5	$\mu\text{m}$
Adâncimea joncţiunii sursă, drenă	$X_j$	0,35	0,4	$\mu\text{m}$
Difuzia laterală sursă, drenă	$L_d$	0,2	0,3	$\mu\text{m}$
Capacitatea de suprapunere pe unitatea de lungime a porţii	$C_{ol}$	0,18	0,26	$\text{fF}/\mu\text{m}$
Implantarea de ajustare a pragului (profil dreptunghiular)				
- tipul de impuritate		<i>p</i>	<i>p</i>	
- adâncimea efectivă	$X_i$	0,3	0,3	$\mu\text{m}$
- concentraţia de suprafaţă efectivă	$N_{si}$	$2 \times 10^{16}$	$0,9 \times 10^{16}$	$\text{cm}^{-3}$
Valoarea nominală a tensiunii de prag	$V_t$	0,7	-0,7	V
Concentraţia de impurităţi în grila din polisiliciu	$N_{dpoli}$	$10^{20}$	$10^{20}$	$\text{cm}^{-3}$
Rezistenţa pe pătrat a grilei din polisiliciu	$R_s$	20	20	$\Omega/\square$
Capacităţile joncţiunilor sursă/drenă - substrat la polarizare nulă	$C_{j0}$	0,14	0,25	$\text{fF}/\mu\text{m}^2$
Coeficientul de gradare al joncţiunilor sursă/drenă - substrat	<i>n</i>	0,5	0,5	
Capacităţile joncţiunilor laterale sursă/drenă la polarizare nulă	$C_{jw0}$	0,8	1,8	$\text{fF}/\mu\text{m}$
Coeficientul de gradare al joncţiunilor laterale sursă/drenă - substrat	<i>n</i>	0,5	0,5	
Diferenţa de potenţial internă a joncţiunilor sursă/drenă	$\psi_0$	0,65	0,65	V
Densitatea de sarcini fixe	$Q_{ss}/q$	$10^{11}$	$10^{11}$	$\text{cm}^{-2}$
Parametrul de modulaţie a lungimii canalului	$\frac{dX_d}{dV_{DS}}$	0,12	0,06	$\mu\text{m}/\text{V}$

Tabelul 2.3

Parametrii de proces pentru un proces CMOS  $n$ -well,  
cu poartă din siliciu, având o lățime minimă a porții de  $0,8 \mu\text{m}$

Parametrul	Simbolul	Tranzistor cu		Unități
		canal $n$	canal $p$	
Doparea substratului	$N_A, N_D$	$4 \times 10^{15}$	$3 \times 10^{16}$	$\text{cm}^{-3}$
Grosimea oxidului porții	$t_{ox}$	150	150	Å
Diferența de lucru de ieșire metal-semiconductor	$\phi_{ms}$	-0,6	-0,1	V
Mobilitatea în canal	$\mu_n, \mu_p$	550	250	$\text{cm}^2/\text{Vs}$
Lungimea minimă, desenată pe mască, a canalului	$L_{mască}$	0,8	0,8	$\mu\text{m}$
Adâncimea joncțiunii sursă, drenă	$X_j$	0,2	0,3	$\mu\text{m}$
Difuzia laterală sursă, drenă	$L_d$	0,12	0,18	$\mu\text{m}$
Capacitatea de suprapunere pe unitatea de lungime a porții	$C_{ol}$	0,12	0,18	$\text{fF}/\mu\text{m}$
Implantarea de ajustare a pragului (profil dreptunghiular)				
- tipul de impuritate		$p$	$p$	
- adâncimea efectivă	$X_i$	0,2	0,2	$\mu\text{m}$
- concentrația de suprafață efectivă	$N_{si}$	$3 \times 10^{16}$	$2 \times 10^{16}$	$\text{cm}^{-3}$
Valoarea nominală a tensiunii de prag	$V_t$	0,7	-0,7	V
Concentrația de impurități în grila din polisiliciu	$N_{dpoli}$	$10^{20}$	$10^{20}$	$\text{cm}^{-3}$
Rezistența pe pătrat a grilei din polisiliciu	$R_s$	10	10	$\Omega/\square$
Capacitățile joncțiunilor sursă/drenă - substrat la polarizare nulă	$C_{j0}$	0,18	0,30	$\text{fF}/\mu\text{m}^2$
Coeficientul de gradare al joncțiunilor sursă/drenă - substrat	$n$	0,5	0,5	
Capacitățile joncțiunilor laterale sursă/drenă la polarizare nulă	$C_{jsw0}$	1,0	2,2	$\text{fF}/\mu\text{m}$
Coeficientul de gradare al joncțiunilor laterale sursă/drenă - substrat	$n$	0,5	0,5	
Diferența de potențial internă a joncțiunilor sursă/drenă	$\psi_0$	0,65	0,65	V
Densitatea de sarcini fixe	$Q_{ss}/q$	$10^{11}$	$10^{11}$	$\text{cm}^2$
Parametrul de modulație a lungimii canalului	$\frac{dX_d}{dV_{DS}}$	0,08	0,04	$\mu\text{m}/\text{V}$

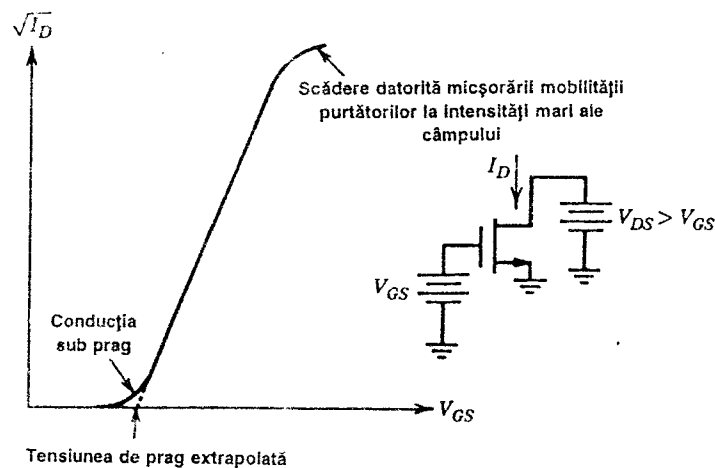


Fig. 2.62 Variația experimentală tipică a rădăcinii pătrate a curentului de drenă în funcție de tensiunea grilă-sursă în regiunea de saturație.

După cum se observă calculul implică determinarea valorii fiecăreia din cele patru componente ale tensiunii de prag (vezi expresia 2.28).

Primul termen reprezintă diferența de lucru de ieșire metal-semiconductor, dată de diferența între nivelul Fermi din metal și nivelul Fermi din semiconductor. Pentru un tranzistor cu canal  $n$  cu grilă din polisiliciu diferența de lucru de ieșire metal-semiconductor este de aproximativ  $-0,6$  V.

Al patrulea termen corespunde modificării tensiunii de prag datorită sarcinilor fixe, pozitive, aflate în oxid la interfața Si/SiO<sub>2</sub>. Această sarcină pozitivă are o valoare egală cu sarcina electronului multiplicată cu densitatea de sarcini fixe, de  $10^{11}$  cm<sup>-2</sup> în conformitate cu Tabelul 2.1. Capacitatea pe unitatea de arie a oxidului de poartă cu o grosime de 400 Å este

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} = \frac{3,45 \times 10^{-13} \text{ F/cm}}{0,4 \times 10^{-5} \text{ cm}} = 8,6 \times 10^{-8} \text{ F/cm}^2 = 0,86 \text{ fF}/\mu\text{m}^2. \quad (2.29)$$

Valoarea termenului dat de sarcinile fixe din oxid este deci

$$\frac{Q_{ss}}{C_{ox}} = \frac{1,6 \times 10^{-19} \times 10^{11}}{8,6 \times 10^{-8}} = 0,19 \text{ V}. \quad (2.30)$$

Al doilea termen din expresia tensiunii de prag reprezintă curbarea benzilor de energie în semiconductor necesară pentru realizarea inversiei puternice la suprafață. Condiția de inversie puternică înseamnă că la suprafață concentrația de electroni trebuie să fie egală cu concentrația de goluri din volum, ceea ce este echivalent cu creșterea potențialului de la suprafață la aproximativ dublul potențialului Fermi din volum. Potențialul Fermi din volum este dat de

$$\phi_f = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A}{n_i}. \quad (2.31)$$

Pentru tranzistorul neimplantat cu o dopare a substratului corespunzătoare datelor din Tabelul 2.1 această valoare este de 0,27 V. Deci cel de al doilea termen are valoarea 0,54 V.

Acest termen are aceeași valoare și pentru tranzistorul implantat, deoarece în concordanță cu definiția dată tensiunii de prag, ea este tensiunea pentru care concentrația de electroni la suprafață este egală cu concentrația de goluri în volumul materialului care se află sub profilul de concentrație implantat în canal. Diferența de potențial între suprafață și volumul siliciului din regiunea aflată sub profilul de concentrație implantat în canal necesară pentru îndeplinirea acestei condiții este dată în continuare de (2.31), independent de detaliile profilului de impurități implantat în canal.

Al treilea termen din relația 2.28 este legat de sarcina din regiunea de sarcină spațială aflată sub canal. La început vom considera cazul tranzistorului neimplantat. Folosind (1.164) în care se înlocuiesc valorile  $N_A = 10^{15}$  atomi/cm<sup>3</sup> și  $\phi_f = 0,27$  V rezultă  $Q_{b0} = 1,34 \times 10^{-8}$  C/cm<sup>2</sup>, valoarea celui de al treilea termen fiind 0,16 V.

Tensiunea de prag are valoarea

$$V_T = -0,6 \text{ V} - 0,19 \text{ V} + 0,54 \text{ V} + 0,16 \text{ V} = -0,09 \text{ V} . \quad (2.32)$$

Un factor care complică calculul tensiunii de prag pentru tranzistorul implantat este dat de faptul că regiunea golită de sub canal se extinde într-o zonă neuniform dopată. Un calcul precis al tensiunii de prag trebuie să ia în considerare acest profil de concentrație neuniform. Pentru un calcul aproximativ al tensiunii de prag profilul implantat se aproximează printr-un profil dreptunghiular, cu o concentrație uniformă  $N_i$  care se extinde până la o adâncime  $X_i$ . În condițiile în care profilul de concentrație, care rezultă în urma implantării de ajustare a valorii tensiunii de prag și a etapelor ulterioare din proces, este suficient de adânc astfel încât regiunea golită canal-substrat să fie conținută integral în acest profil, rezultă că efectul implantării este de fapt o creștere a dopării efective a substratului. Pentru implantarea specificată în *Tabelul 2.1* doparea medie din strat este dată de suma dintre doparea corespunzătoare implantării și aceea corespunzătoare concentrației de impurități din substrat, adică de  $2,1 \times 10^{16}$  atomi/cm<sup>3</sup>. Ca urmare termenul  $Q_{b0}$  din expresia tensiunii de prag crește la 0,71 V conducând la o valoare a tensiunii de prag de 0,47 V. Valabilitatea presupunerii privind marginea regiunii golite canal-substrat se poate verifica utilizând relația 2.29. Pentru un nivel de dopare de  $2,1 \times 10^{16}$  atomi/cm<sup>3</sup> o joncțiune asimetrică abruptă are o regiune de sarcină spațială de aproximativ 0,2  $\mu\text{m}$ . Deci în acest caz aproximația este valabilă deoarece adâncimea stratului implantat este de 0,3  $\mu\text{m}$ .

În condițiile în care profilul de concentrație, care rezultă în urma implantării de ajustare a valorii tensiunii de prag și a etapelor ulterioare de difuzie, este foarte superficial fiind conținut integral în regiunea de sarcină spațială, efectul implantării este de a crește — peste valoarea corespunzătoare tranzistorului neimplantat — valoarea efectivă a lui  $Q_{b0}$  cu o cantitate egală cu doza efectivă implantată. Doza implantată este dată de produsul dintre adâncime și concentrația de impurități, adică, în condițiile datelor din *Tabelul 2.1*, de  $6 \times 10^{11}$  atomi/cm<sup>2</sup>. În acest caz creșterea valorii tensiunii de prag ar fi de 1,11 V, rezultând pentru tensiunea de prag o valoare de 1,02 V.

**Factorul de substrat.** Pentru un tranzistor neimplantat, cu canal uniform, factorul de substrat este dat de (1.168):

$$\gamma = \frac{1}{C_{ox}} \sqrt{2q\epsilon N_A} . \quad (2.33)$$

Exemplul care urmează ilustrează aplicarea acestei relații.



### ■ EXEMPLU

Să se calculeze factorul de substrat pentru tranzistorul cu canal  $n$  neimplantat descris în Tabelul 2.1.

Înlocuind în (2.33) valorile date în Tabelul 2.1 se găsește:

$$\gamma = \frac{1}{8,6 \times 10^{-8}} \sqrt{2 \times 1,6 \times 10^{-19} \times 11,6 \times 8,86 \times 10^{-14} \times 10^{15}} = 0,21 \text{ V}^{1/2}. \quad (2.34)$$

Un factor care complică calculul factorului de substrat pentru tranzistoarele implantate este dat de doparea neuniformă a canalului: relația simplă precedentă nu se mai poate aplica. Dependența tensiunii de prag de polarizarea substratului se poate determina în mod aproximativ recurgând din nou la aproximarea profilului de concentrație a implantării printr-un profil dreptunghiular având o adâncime  $X_i$  și o concentrație  $N_i$ . Pentru valori mici ale tensiunii de polarizare a substratului, pentru care regiunea golită canal-substrat este conținută integral de stratul implantat, efectul de substrat corespunde unui tranzistor cu o dopare a canalului ( $N_i + N_A$ ). Pentru valori mai mari ale tensiunii de polarizare a substratului, pentru care regiunea golită canal-substrat se extinde în substrat dincolo de marginea stratului implantat, efectul incremental de substrat corespunde unui tranzistor cu o dopare  $N_A$  a substratului. Variația tipică a tensiunii de prag în funcție de polarizarea substratului este ilustrată în fig. 2.63.

**Lungimea efectivă a canalului.** Lungimea desenată de proiectant pe mască se numește lungimea pe mască a canalului  $L_{\text{mască}}$ . Această lungime se specifică pe schemele circuitelor. Din cauza variației expunerii măștilor cât și datorită altor efecte, lungimea fizică a benzii de polisiliciu care definește poarta poate să fie puțin mai mare sau puțin mai mică decât lungimea pe mască. Valoarea reală a lungimii canalului tranzistorului este dată de lungimea fizică a electrodului din polisiliciu al grilei din care se scade difuzia laterală a regiunii de sursă

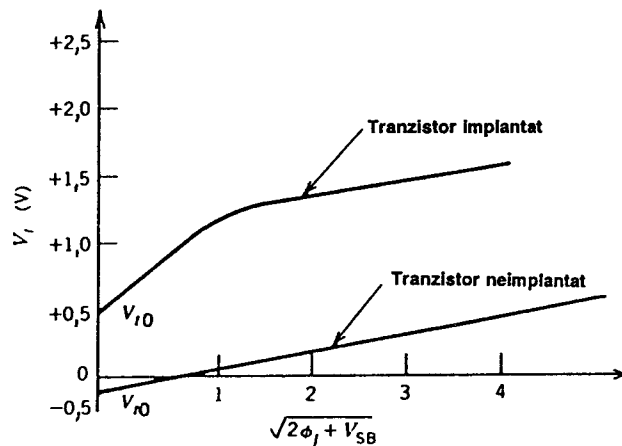


Fig. 2.63 Variația tipică a tensiunii de prag în funcție de polarizarea substratului pentru tranzistoare cu canal  $n$  cu o dopare uniformă a canalului (fără implantare în canal) și cu o dopare neuniformă a canalului (care rezultă prin implantarea de ajustare a valorii tensiunii de prag).

și de drenă,  $L_d$ . Această lungime este denumită lungimea metalurgică a canalului,  $L = L_{\text{mască}} - 2L_d$ , fiind egală cu distanța între joncțiunea metalurgică a sursei și a drenei.

Pentru un tranzistor polarizat în regiunea de saturație între regiunea drenei și capătul dinspre drenă al canalului există o regiune golită. În *Capitolul 1* lățimea acestei regiuni golite a fost notată  $X_d$ . Ca urmare lungimea efectivă a canalului este dată de relația:

$$L_{\text{ef}} = L_{\text{mască}} - 2L_d - X_d. \quad (2.35)$$

Dificultatea determinării precise a lungimii efective a canalului este sporită suplimentar de caracterul bidimensional și complex al distribuției câmpului electric în regiunea drenei. După cum s-a discutat în *Capitolul 1*, lățimea  $X_d$  a regiunii golite a drenei se poate aproxima presupunând că în această regiune câmpul este unidimensional și că lățimea regiunii golite corespunde unei joncțiuni abrupte asimetrice, pe care se aplică o tensiune  $(V_{DS} - V_{DSSat})$ , unde  $V_{DSSat}$  este tensiunea față de sursă a capătului dinspre drenă al canalului. În exemplul care urmează se va folosi această presupunere.

După cum s-a arătat în *Capitolul 1*, rezistența de ieșire de semnal mic a tranzistorului este invers proporțională cu lungimea efectivă a canalului. În mod obișnuit performanțele circuitelor analogice sunt puternic dependente de rezistența de ieșire de semnal mic a tranzistorului; ca urmare în aceste circuite se folosește adeseori pentru lungimea canalului o valoare care este mai mare decât lungimea minimă utilizată de exemplu în circuitele digitale. Acest lucru este în particular adevărat pentru tranzistoarele neimplantate.

## ■ EXEMPLU

Să se estimeze lungimea efectivă a canalului pentru tranzistoarele implantate și neimplantate corespunzătoare procesului descris în *Tabelul 2.1* și geometriei prezentate în fig. 2.61. În punctul static de funcționare tranzistorul are o tensiune drenă-sursă de 5 V și un curent de drenă de 10  $\mu\text{A}$ . Se vor calcula transconductanța și rezistența de ieșire.

Pentru calculul mărimii  $X_d$  se va presupune că regiunea golită dintre drenă și capătul dinspre drenă al canalului se comportă ca o joncțiune abruptă. Din alte măsurători s-a dedus că valoarea mărimii  $dX_d/dV_{DS}$  la o tensiune drenă-sursă de 5 V este de 0,1  $\mu\text{m/V}$  pentru tranzistorul neimplantat și de 0,02  $\mu\text{m/V}$  pentru tranzistorul implantat.

Lungimea metalurgică a canalului este dată de:

$$L = L_{\text{mască}} - 2L_d = 6 \mu\text{m} - (2 \times 0,3 \mu\text{m}) = 5,4 \mu\text{m}. \quad (2.36)$$

Valoarea efectivă a lungimii canalului se obține prin scăderea din lungimea metalurgică a canalului,  $L$ , a lățimii regiunii golite a drenei. În regiunea de saturație tensiunea la capătul dinspre drenă al canalului,  $V_{DSSat}$ , este egală aproximativ cu  $(V_{DS} - V_t)$ . Mai întâi trebuie să calculăm această tensiune. Începem prin a face o presupunere inițială asupra valorii efective a lungimii canalului. Deoarece în condițiile de polarizare din acest exemplu  $V_{DSSat}$  este mic, vom aproxima  $(V_{DS} - V_t)$  prin

$$V_{GS} - V_t = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n C_{ox} W/L}} = V_{DSSat}, \quad (2.37)$$

relație în care s-a presupus că  $L$  este aproximativ egal cu lungimea metalurgică a canalului. Folosind datele din *Tabelul 2.1* se obține  $V_{DSSat} = 0,16 \text{ V}$ .

Deci tensiunea pe regiunea golită a drenei este de aproximativ 4,84 V. Lățimea regiunii golite a joncțiunii se va estima presupunând că ea este descrisă de o joncțiune abruptă, al cărei nivel de dopare în partea mai slab dopată corespunde regiunii canalului. Deoarece canalul și drena sunt ambele de tip  $n$ , diferența de potențial internă a joncțiunii este aproape zero. Lățimea regiunii golite se poate calcula fie folosind relația 1.14 fie nomograma din fig. 2.29. Utilizând (1.14) și presupunând că  $N_A \gg N_D$  se obține

$$\bar{x}_d = \sqrt{\frac{2\epsilon(V_{DS} - V_{DSsat})}{qN_A}}. \quad (2.38)$$

Pentru tranzistorul neimplantat această relație conduce la o valoare a lățimii regiunii golite de  $2,4 \mu\text{m}$ . Pentru tranzistorul implantat rezultatul este  $0,5 \mu\text{m}$ , presupunând o dopare efectivă constantă a canalului de  $2,1 \times 10^{16}$  atomi/ $\text{cm}^3$ . Deci lungimea efectivă a canalului pentru cele două tranzistoare este de aproximativ  $3,0 \mu\text{m}$  și, respectiv, de  $4,9 \mu\text{m}$ .

Din (1.185) transconductanța este dată de

$$g_m = \sqrt{2I_D \mu_n C_{ox} W/L}. \quad (2.39)$$

Presupunând  $\mu_n = 700 \text{ cm}^2/\text{Vs}$  se găsește

$$g_m = \sqrt{2 \times 10 \times 10^{-6} \times 700 \times 8,6 \times 10^{-8} \times \frac{50}{3,0}} = \quad (2.40)$$

$$= 141 \mu\text{A/V} \quad (2.41)$$

pentru tranzistorul neimplantat și

$$g_m = 111 \mu\text{A/V} \quad (2.42)$$

pentru tranzistorul implantat.

Rezistența de ieșire se calculează cu relația 1.192. Pentru tranzistorul neimplantat

$$g_o = \frac{I_D}{L_{ef}} \frac{dX_D}{dV_{DS}} = \frac{10 \mu\text{A}}{3,0 \mu\text{m}} \times 0,1 \mu\text{m/V} = 0,34 \mu\text{A/V} = \frac{1}{3,0 \text{ M}\Omega} \quad (2.43)$$

iar pentru tranzistorul implantat

$$g_o = \frac{10 \mu\text{A}}{4,9 \mu\text{m}} \times 0,02 \mu\text{m/V} = 0,040 \mu\text{A/V} = \frac{1}{25,0 \text{ M}\Omega}. \quad (2.44)$$

Din cauza faptului că în cazul tranzistoarelor neimplantate regiunea de sarcină spațială este mult mai amplă, canalul acestor tranzistoare trebuie să fie făcut mult mai lung decât cel al tranzistoarelor implantate, pentru a se obține performanțe comparabile privind tensiunea de pătrundere și rezistența de ieșire de semnal mic.

**Capacitatea grilă-sursă.** După cum s-a arătat în *Capitolul 1*, capacitatea grilă-sursă a unui tranzistor care funcționează în regiunea de saturație este dată de

$$C_{gs} = \frac{2}{3} W L_{ef} C_{ox}. \quad (2.45)$$

Modul de calcul al acestui parametru este ilustrat în exemplul proxim.

**Capacitatea de suprapunere.** Capacitatea de suprapunere grilă-sursă și grilă-drenă sunt date de

$$C_{ol} = WC_{ox}L_d \quad (2.46)$$

Această capacitate parazită se adaugă direct la capacitatea grilă-sursă intrinsecă. În regiunea de saturație ea constituie capacitatea totală drenă-grilă.

**Capacitățile sursă-substrat și drenă-substrat.** Capacitățile sursă-substrat și drenă-substrat rezultă din capacitățile de barieră ale joncțiunilor formate de difuziile de sursă și drenă și de substrat. Un factor care complică calculul acestor capacități îl constituie valoarea relativ mare a concentrației de impurități la suprafață care există în zona de câmp, la granița dintre zonele de sursă și drenă și zona de câmp, ca urmare a implantării de ajustare a tensiunii de prag. Deși valoarea la polarizare nulă și parametrul de gradare al capacității laterale se pot evalua prin calcule aproximative, adeseori este necesară determinarea lor experimentală folosind structuri de test. Capacitatea de fund a joncțiunii se poate calcula direct prin utilizarea relației 1.21 sau a nomogramei din fig. 2.29.

O altă capacitate pe care trebuie să o luăm în considerație este capacitatea de barieră între canal și substratul aflat sub poartă, notată  $C_{cs}$ . Dificultatea calculului acestei capacități este sporită de faptul că tensiunea canal-substrat nu este constantă ci variază în lungul canalului. De asemenea modul în care această capacitate se distribuie între sursă și drenă variază în funcție de punctul static de funcționare, în același mod în care se distribuie capacitatea  $C_{gs}$ . O strategie rezonabilă constă în determinarea unei valori totale aproximative a acestei capacități și distribuirea ei apoi între sursă și drenă în același raport în care se împarte și capacitatea grilei. De exemplu, în regiunea de saturație în paralel cu capacitatea sursă-substrat se distribuie 2/3 din  $C_{cs}$  iar în paralel cu capacitatea drenă-substrat nimic.

## ■ EXEMPLU

Să se calculeze capacitățile unui tranzistor implantat având geometria indicată în fig. 2.61. Se va considera procesul descris în *Tabelul 2.1* și se va presupune următorul punct de funcționare: tensiunea drenă-sursă 5 V, curentul de drenă 10  $\mu$ A; substratul nu este polarizat. Capacitatea între canal și substrat se va neglija. Se va presupune că  $X_d$  este neglijabil de mic.

Capacitatea intrinsecă grilă-sursă este dată de:

$$C_{gs} = \frac{2}{3} WL_{ef} C_{ox} \quad (2.47)$$

$$C_{gs} = \frac{2}{3} (50 \mu\text{m} \times 5,4 \mu\text{m} \times 0,86 \text{ fF}/\mu\text{m}^2) = 155 \text{ fF} \quad (2.48)$$

Capacitatea de suprapunere este dată de:

$$C_{ol} = L_d C_{ox} W = 0,3 \mu\text{m} \times 0,86 \text{ fF}/\mu\text{m}^2 \times 50 \mu\text{m} = 12,9 \text{ fF} \quad (2.49)$$

Deci capacitatea grilă-sursă totală este ( $C_{gs} + C_{ol}$ ) sau 168 fF. Capacitatea grilă-drenă este egală cu capacitatea de suprapunere, adică 12,9 fF.

Capacitățile sursă-substrat și drenă-substrat se compun din două părți. O parte este dată de capacitatea laterală,  $C_{jsw}$ , care este asociată porțiunii din marginea difuziei care este adiacentă zonei de câmp a plachetei. Altă parte,  $C_j$ , capacitatea de fund, este dată de capacitatea de barieră a părții de fund a joncțiunii difuzie-substrat. În condițiile din acest exemplu tensiunea pe joncțiunea sursă-substrat este nulă iar tensiunea inversă pe joncțiunea drenă-substrat este de 5 V. Folosind datele din *Tabelul 2.1* se poate calcula partea laterală a capacității sursă-substrat:

$$C_{jsw}(\text{sursă}) = (50 \mu\text{m} + 9 \mu\text{m} + 9 \mu\text{m}) \times (0,5 \text{ fF}/\mu\text{m}) = 34 \text{ fF} . \quad (2.50)$$

Capacitatea de fund se obține direct prin înmulțirea ariei difuziei sursei cu capacitatea pe unitatea de arie, dată în *Tabelul 2.1*:

$$C_j(\text{sursă}) = (50 \mu\text{m} \times 9 \mu\text{m}) \times (0,08 \text{ fF}/\mu\text{m}) = 36 \text{ fF} . \quad (2.51)$$

Capacitatea totală sursă-substrat este dată de suma capacității laterale și a capacității de fund:

$$C_{sb} = 70 \text{ fF} = 0,070 \text{ pF} . \quad (2.52)$$

Tranzistorul din acest exemplu are o geometrie simetrică astfel că difuzia de drenă și difuzia de sursă au aceeași arie și același perimetru. De asemenea, vezi *Tabelul 2.1*, și coeficientul de gradare este același pentru ambele joncțiuni: 0,5. Ca urmare capacitatea de fund drenă-substrat este aceeași cu capacitatea sursă-substrat modificată însă pentru a se ține cont de polarizarea inversă de 5 V:

$$C_{bd} = \frac{70 \text{ fF}}{\sqrt{1 + \frac{V_{DB}}{\psi_0}}} ; \quad (2.53)$$

deci, presupunând  $\psi_0 = 0,65 \text{ V}$ , se obține

$$C_{bd} = \frac{70 \text{ fF}}{\sqrt{1 + \frac{5}{0,65}}} = 24 \text{ fF} . \quad (2.54)$$

### 2.9.2 Tranzistoare cu canal $p$

Tranzistorul cu canal  $p$  oferă în marea majoritate a tehnologiilor MOS performanțe de curent continuu și curent alternativ care sunt comparabile cu acelea ale tranzistorului cu canal  $n$ . Principala diferență constă în faptul că valoarea mărimii  $k'$  pentru tranzistorul cu canal  $p$  este de aproximativ jumătate din aceea a unui tranzistor cu canal  $n$  — tranzistoarele având o geometrie identică; sursa acestei diferențe se află în valoarea mobilității golurilor care este de aproximativ jumătate din aceea a electronilor. Cu același factor, adică la jumătate, se reduce și valoarea frecvenței  $f_T$ .

Pentru tehnologiile MOS care folosesc un substrat de tip  $p$ , deci vană de tip  $n$ , terminalul corespunzător substratului tranzistoarelor cu canal  $p$  este izolat electric, deoarece tranzistoarele sunt realizate în vana  $n$ . Această particularitate se poate exploata în circuitele analogice pentru a reduce impactul importantului efect de substrat al acestor tranzistoare. Într-un proces

MOS care folosește un substrat de tip  $n$ , deci vana este de tip  $p$ , tranzistoarele cu canal  $n$  au terminalul de substrat disponibil, tranzistoarele cu canal  $p$  fiind realizate în substrat.

Calculul parametrilor tranzistorului cu canal  $p$  se desfășoară exact la fel ca și pentru tranzistorul cu canal  $n$ . În cazul tranzistorului cu canal  $p$  valoarea care se obține pentru tensiunea de prag în absența implantării de ajustare este relativ mare, de ordinul 1–3 V. Această valoare mare este o consecință a faptului că polaritatea termenilor dați de  $Q_{ss}$  și diferența de lucru de ieșire metal-semiconductor sunt astfel încât determină creșterea tensiunii de prag pentru tranzistorul cu canal  $p$  și scăderea ei pentru tranzistorul cu canal  $n$ . Ca urmare prin implantarea de tip  $p$  de ajustare a tensiunii de prag se *reduce* concentrația la suprafață, datorită compensării parțiale a impurităților din vana  $n$  sau din substrat. Deci, spre deosebire de tranzistorul cu canal  $n$ , tranzistorul cu canal  $p$  are o concentrație efectivă de suprafață în zona canalului mai mică decât concentrația din volum; ca urmare tranzistorul cu canal  $p$  are frecvent un efect incremental de substrat mai mic pentru valori mici ale polarizării și unul mai mare pentru valori mai mari ale polarizării.

### 2.9.3 Tranzistoare cu canal inițial

Proprietățile tranzistoarelor cu canal inițial sunt asemănătoare cu acelea ale tranzistoarelor cu canal indus, cu excepția faptului că tensiunea de prag este făcută negativă (pentru tranzistorul cu canal  $n$ ) printr-o implantare în canal. În multe privințe un tranzistor cu canal inițial se comportă la fel ca un tranzistor cu canal indus care are conectată în serie cu grila o sursă de tensiune cu valoarea  $(V_{ID} - V_{IE})^*$  unde  $V_{ID}$  este tensiunea de prag a tranzistorului cu canal inițial iar  $V_{IE}$  tensiunea de prag a tranzistorului cu canal indus.

Tranzistoarele cu canal inițial sunt utilizate curent cu grila legată la sursă, comportându-se deci ca o sursă de curent

$$I_{DSS} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} V_{ID}^2. \quad (2.55)$$

Un aspect important al comportării tranzistorului cu canal inițial îl constituie mărimea efectului de substrat. Deoarece tensiunea de prag variază odată cu polarizarea substratului tranzistorul conectat ca sursă de curent are o valoare finită a conductanței de ieșire. Acest fapt are la rândul său un efect important asupra performanțelor circuitelor analogice în care tranzistorul cu canal inițial se folosește ca sarcină activă de mare impedanță.

Altă caracteristică importantă a tranzistorului cu canal inițial o constituie împrăștierea valorii curentului  $I_{DSS}$  determinată de variațiile din proces. Împrăștierea valorii curentului  $I_{DSS}$  își are în esență originea în faptul că tensiunea de prag se abate substanțial de la valoarea sa nominală ca urmare a variațiilor din proces. Deoarece  $I_{DSS}$  variază cu pătratul tensiunii de prag, apar frecvent împrăștieri mari, fiind uzuale toleranțe de  $\pm 40\%$  și chiar mai mult. Deoarece în majoritatea circuitelor NMOS cu sarcină cu canal inițial acest curent determină curentul de polarizare al circuitului și puterea disipată, mărimea acestei împrăștieri constituie un factor important.

---

\* Se reamintește faptul că notațiile  $D$  și  $E$  vin de la denumirile din limba engleză *depletion-mode* transistor (tranzistor cu canal inițial) și *enhancement-mode* transistor (tranzistor cu canal indus), (n.t.).

### 2.9.4 Tranzistoare bipolare

Tehnologiile MOS complementar includ uzual și etape de proces care pot fi utilizate pentru formarea unui tranzistor bipolar parazit al cărui colector este legat la substrat. Substratul, la rândul său, este legat la una din sursele de alimentare. Baza tranzistorului este formată de vană iar difuziile de sursă/drenă formează emitorul. Tranzistorul este *pnp* în procesul cu substrat de tip *p* și *npn* în cel cu substrat de tip *n*. Acest tranzistor este util în etajele de ieșire (vezi *Capitolul 5*) și în referințele de bandă interzisă (vezi *Capitolul 4*). Performanțele tranzistorului sunt puternic dependente de doparea și adâncimea vanei fiind în general asemănătoare cu acelea ale tranzistorului *pnp* de substrat din tehnologia bipolară (vezi *Secțiunea 2.5.2*).

## 2.10 COMPONENTE PASIVE ÎN TEHNOLOGIILE MOS

În această secțiune se discută diversele componente pasive care sunt disponibile în tehnologiile NMOS și CMOS. Se descriu rezistoarele difuzate, rezistoarele din polisiliciu, rezistoarele de vană și capacitățile poli-poli, metal-poli, metal-siliciu și siliciu-siliciu.

### 2.10.1 Rezistoare

**Rezistoare difuzate.** Pentru realizarea rezistoarelor difuzate se folosește stratul difuzat utilizat pentru formarea sursei și drenei tranzistorului cu canal *n* și canal *p*. Structura și proprietățile rezistorului care rezultă sunt foarte asemănătoare cu acelea ale rezistoarelor difuzate din tehnologia bipolară, descrise în *Secțiunea 2.6.1*. Rezistența pe pătrat, layoutul și capacitățile parazite sunt similare.

**Rezistoare din polisiliciu.** În tehnologiile MOS există cel puțin un strat de polisiliciu (necesar pentru formarea grilelor tranzistoarelor); acest strat este frecvent folosit pentru realizarea de rezistoare. Geometriile folosite sunt asemănătoare cu acelea ale rezistoarelor difuzate. Rezistoarele din polisiliciu prezintă o capacitate parazită față de stratul de dedesubt la fel ca și rezistoarele difuzate; în cazul de față capacitatea este dată de stratul de oxid care se află sub polisiliciu. Valoarea nominală a rezistenței pe pătrat a majorității straturilor de polisiliciu din procesele MOS este de ordinul 20–80  $\Omega/\square$  având tipic o împrăștiere relativ mare față de valoarea nominală datorită variațiilor din proces. Împerecherea rezistoarelor din polisiliciu este similară cu aceea a rezistoarelor difuzate. În fig. 2.64a este prezentată secțiunea transversală și geometria superficială a unui rezistor din polisiliciu tipic.

**Rezistoare de vană (*well*).** În tehnologiile CMOS pentru realizarea unui rezistor se poate folosi și zona de vană. Ea este relativ slab dopată având o rezistență pe pătrat de ordinul a 10  $k\Omega/\square$ . Proprietățile și layoutul rezistențelor de vană sunt foarte asemănătoare cu acelea ale rezistoarelor epitaxiale, descrise în *Secțiunea 2.6.2* și prezentate în fig. 2.42. Aceste rezistoare sunt caracterizate de toleranțe mari și de coeficienți de tensiune și de temperatură mari. Mărirea valorii rezistenței pe pătrat se poate realiza prin îngustarea (ciupirea) rezistorului la fel ca și în cazul tehnologiilor bipolare.

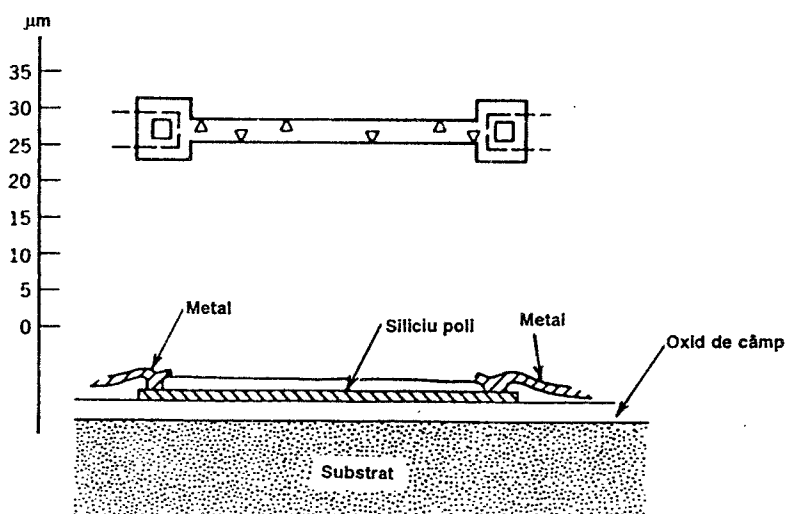


Fig. 2.64a Secțiunea transversală și geometria superficială a unui rezistor din polisiliciu.

**Folosirea tranzistorului MOS ca rezistor.** În multe circuite funcția de rezistor poate fi îndeplinită de către un tranzistor MOS polarizat în regiunea de tip triodă. Rezistența pe pătrat efectivă depinde de tensiunea aplicată pe grilă. Ea poate să fie mult mai mare decât în cazul rezistoarelor difuzate și din polisiliciu; ca urmare o valoare mare de rezistență se poate implementa într-o arie mică. Dezavantajul major al acestui tip de rezistor este dat de neliniaritatea sa mare. Cu toate acestea el poate fi folosit foarte eficient în aplicații necritice.

### 2.10.2 Capacitoare în tehnologiile MOS

Ca elemente pasive capacitoarele au un rol mult mai important în tehnologiile MOS decât în tehnologiile bipolare. Deoarece tranzistoarele MOS au o impedanță de intrare virtual infinită, tensiunile memorate pe capacitoare pot fi citite continuu și nedistructiv folosind amplificatoare MOS. Ca urmare capacitoare se pot utiliza pentru realizarea multor funcții care în tehnologiile bipolare sunt realizate prin folosirea rezistoarelor.

**Capacitoare poli-poli.** Multe din tehnologiile MOS care sunt folosite pentru implementarea de funcții analogice oferă două straturi de polisiliciu. Stratul suplimentar permite realizarea de structuri eficiente de capacitoare și a unui nivel suplimentar de interconectare. Acest strat se poate utiliza și pentru realizarea celulelor de memorie cu poartă flotantă care se pot programa electric și se pot șterge optic prin iradiere în ultraviolet (EPROM). Secțiunea transversală și geometria superficială a unei structuri de capacitor poli-poli tipic este prezentată în fig. 2.64b. Grosimea stratului care separă armăturile capacitorului este comparabilă cu grosimea oxidului de poartă al tranzistoarelor MOS.

O caracteristică importantă a structurii capacitorului este dată de capacitățile parazite asociate fiecărei armături. Capacitatea parazită cea mai mare apare între armătura inferioară și stratul de dedesubt, care poate fi fie substratul fie, în cazul CMOS, o difuzie de vană a cărei terminal este izolat electric. Capacitatea parazită a armăturii inferioare este proporțională cu



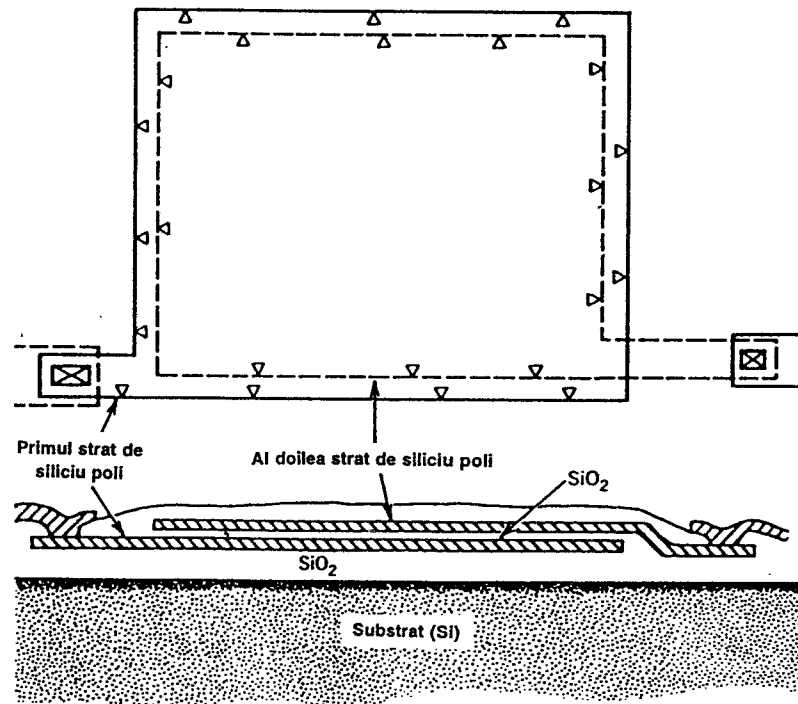


Fig. 2.64b Geometria superficială și secțiunea transversală pentru un capacitor poli-poli tipic.

aria acestei armături având o valoare tipică de 10–30 % din valoarea capacitorului poli-poli. Capacitatea parazită a armăturii superioare este determinată de conexiunile din metal sau din polisiliciu care leagă această armătură la restul circuitului plus capacitatea parazită a tranzistorului la care este conectat capacitorul. În structura prezentată în fig. 2.64b capacitatea drenă-substrat a tranzistorului MOS asociat contribuie la capacitatea parazită a armăturii superioare. Se poate presupune că valoarea minimă a acestor capacități parazite este dependentă de tehnologie, fiind însă tipic de ordinul 5–50 fF.

Alte caracteristici importante ale capacităților monolitice sunt toleranțele, coeficientul de tensiune și de temperatură al capacității. Toleranța asupra valorii nominale a capacității este dată în esență de variațiile grosimii oxidului, fiind uzual de 10–30 %. În cadrul aceluiași cip împerecherea a două capacități este mult mai precisă fiind uzual în gama 0,1–1 %.

Din cauza faptului că armăturile capacitorului sunt de fapt un semiconductor puternic dopat și nu un conductor ideal, odată cu variația tensiunii aplicate capacitorului apare și o variație a potențialului de suprafață relativ la volumul materialului armăturii. Aceste variații sunt analoage variațiilor potențialului de suprafață într-un tranzistor MOS, care apar ca urmare a variațiilor tensiunii de grilă. Totuși, deoarece concentrația de impurități în armătură este de obicei relativ mare, variațiile potențialului de la suprafață sunt mici. Efectul acestor variații ale potențialului de suprafață se regăsește în variația capacității în funcție de tensiunea aplicată. Cu cât armăturile sunt mai puternic dopate cu atât este mai mic coeficientul de tensiune al capacității. Pentru valorile tipice ale concentrațiilor de impurități din straturile de polisiliciu coeficientul de tensiune este de obicei mai mic de 50 ppm/V, valoare suficient de mică astfel

încât să fie posibilă neglijarea ei în majoritatea aplicațiilor. Capacitatea variază cu temperatura atât din cauza dilatării și contracției cât și a dependenței de temperatură a potențialului de suprafață în armături. Pentru armături din polisiliciu puternic dopat variația capacității cu temperatura este uzual mai mică de 50 ppm/°C.

**Alte structuri de capacitatoare.** Implementarea structurilor capacitive în procesele cu un singur strat de polisiliciu reclamă folosirea altor modalități de realizare. O posibilitate constă în reducerea, folosind o mască suplimentară, a grosimii oxidului aflat pe suprafața superioară a stratului de polisiliciu. În acest fel după depunerea metalului de interconectare, între metal și stratul de polisiliciu există în ariile selectate prin masca suplimentară un strat de oxid subțire.

O altă posibilitate de implementare de capacitor într-un proces cu un singur strat de polisiliciu implică introducerea unei etape suplimentare de mascare și difuzie. În acest fel sub stratul de polisiliciu, în zona de oxid subțire se realizează un strat difuzat având o rezistență pe pătrat mică. Acest lucru nu este posibil în procesul convențional cu poartă din polisiliciu deoarece stratul de polisiliciu este depus înainte de doparea puternică prin difuzie sau implantare a zonelor de sursă și drenă. Proprietățile acestor capacitatoare sunt similare cu acelea ale structurilor poli-poli, cu excepția faptului că capacitatea parazită a armăturii inferioare este aceea a unei joncțiuni  $pn$ , fiind de obicei mai mare decât în cazul poli-poli. De asemenea armătura inferioară are un curent rezidual corespunzător acestei joncțiuni, curent care în unele aplicații nu poate fi neglijat.

**Capacitoare realizate prin folosirea tranzistoarelor MOS.** Un capacitor poate fi realizat prin folosirea unui tranzistor MOS polarizat în regiunea de tip triodă, grila fiind o armătură iar sursa, дрена și substratul cealaltă armătură. Din nefericire, deoarece substratul este slab dopat, variațiile tensiunii aplicate capacitorului determină modificări mari ale potențialului de suprafață; ca urmare capacitorul va avea un coeficient de tensiune mare. Cu toate acestea în aplicațiile necritice acest tip de capacitatoare se poate folosi foarte eficient. Desigur, în proiectarea circuitului trebuie să se țină seama de faptul că tranzistorul trebuie să fie polarizat întotdeauna în regiunea de tip triodă și de faptul că rezistența pe pătrat a armăturii inferioare, formată de canal, este mare.

### 2.10.3 Fenomenul de „latchup” în tehnologia CMOS

Structurile de tranzistoare prezente în tehnologia CMOS standard conțin inherent un „sandwich”  $pnpn$  după cum se arată în fig. 2.65. În acest exemplu două tranzistoare care formează un inversor CMOS se află unul lângă altul. Schema electrică a inversorului este prezentată în partea de sus a figurii. Succesiunea de straturi  $pnpn$  (sandwich-ul) poate fi înțeleasă ca rezultând din interconectarea unui tranzistor parazit  $pnp$  și a unui tranzistor  $nnp$  (vezi fig. 2.65). În acest exemplu sursa tranzistorului cu canal  $n$  formează emitorul tranzistorului parazit  $nnp$  lateral, substratul baza și vana  $n$  colectorul. Pentru tranzistorul parazit  $pnp$  emitorul este format de sursa tranzistorului cu canal  $p$ , baza de vana  $n$  și colectorul de substratul de tip  $p$ . Modul de conectare a acestor tranzistoare parazite rezultă din schișa secțiunii transversale și este prezentat în partea de jos a figurii. În funcționarea normală toate joncțiunile  $pn$  ale structurii sunt polarizate invers. Totuși, dacă dintr-un motiv oarecare cele două tranzistoare bipolare ajung în regiunea activă, în circuit se amorsează o buclă cu reacție pozitivă care face ca ambele tranzistoare să conducă puternic. Reacția pozitivă este regenerativă dacă produsul

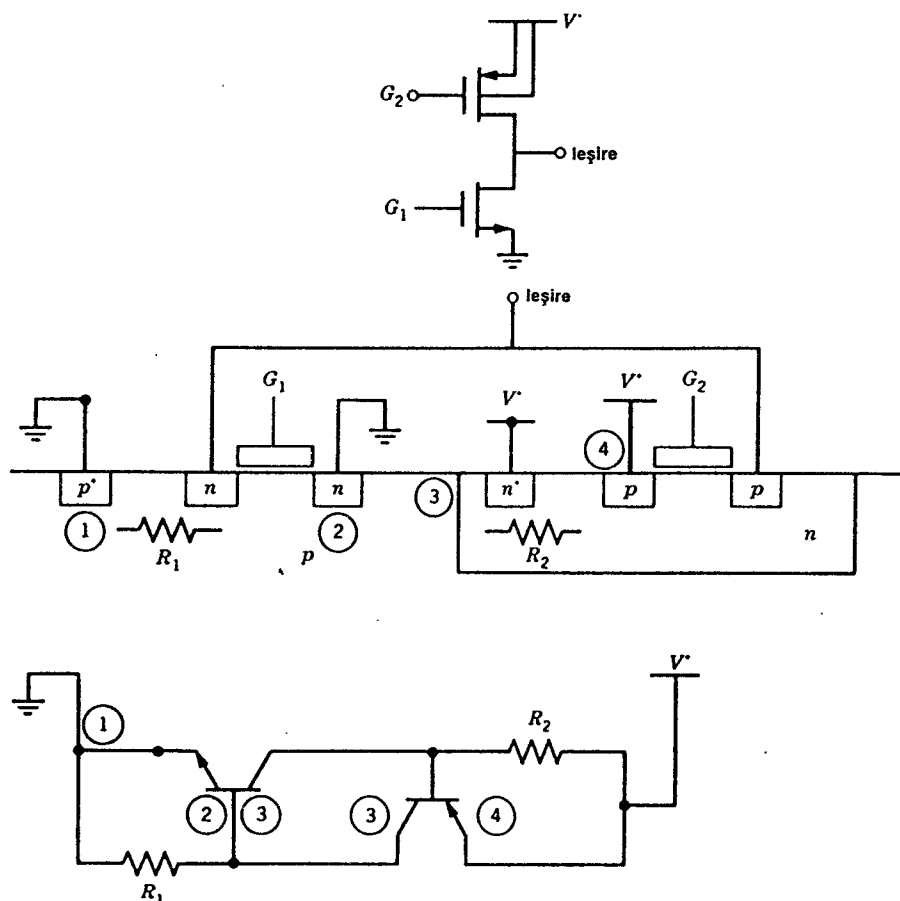


Fig. 2.65 Secțiune transversală printr-o pereche tipică de tranzistoare CMOS, care pune în evidență structura *pnpn* parazită.

valorilor câștigului în curent cu emitorul comun ale celor două tranzistoare este supraunitar.

Această structură de dispozitiv este asemănătoare cu aceea a unui tiristor. Tiristoarele sunt larg utilizate în aplicațiile de reglaj a puterii într-o sarcină. În aceste aplicații, proprietatea tiristorului de a rămâne în starea de conducție, odată ce a fost amorsat, constituie un avantaj important. În cazul circuitelor CMOS, trecerea în conducție a sandwich-ului *pnpn* duce la curgerea, între  $V^+$  și masă, a unui curent necontrolat. În acest fel se produce un fenomen de străpungere, de obicei distructivă, denumit „latchup”.

Condiția de apariție a fenomenului de latchup este ca una din joncțiunile sandwich-ului să ajungă polarizată direct. Pentru aceasta trebuie să treacă un curent printr-unul din rezistoarele „conectate” între baza și emitorul unuia din tranzistoarele parazite (vezi fig. 2.65). Acest curent poate să apară din diverse motive: aplicarea pe un terminal de intrare sau de ieșire a unei tensiuni care este mai mare decât tensiunea de alimentare, succesiunea incorectă în timp la conectarea circuitului la sursele de alimentare, prezența unor curenți mari în substrat sau în vană, trecerea unor curenți de deplasare prin substrat sau prin vană datorită unor variații rapide ale potențialului unor noduri interne. Apariția latchup-ului este mai probabilă în

circuitele în care substratul și vana sunt mai slab dopate, vana este mai subțire și geometriile dispozitivelor sunt mai mici. Toate acestea tind să crească valoarea rezistoarelor din fig. 2.65 și a câștigului în curent, măbind probabilitatea de apariție a latchup-ului.

Layoutul circuitelor integrate CMOS trebuie desenat astfel încât să se prevină apariția fenomenului de latchup.

Cu toate că regulile de realizare a layoutului depind de particularitățile procesului tehnologic se pot enunța și două tehnici general aplicabile. Prima constă în includerea de structuri de protecție speciale, pentru fiecare pad\* de intrare și ieșire, care să ofere o cale de mică rezistență pentru curenții de valori mari care intră sau ies din cip în condiții anormale de funcționare. Cea de-a doua implică realizarea în jurul tranzistoarelor a unor „inele de gardă” difuzate de rezistență mică. Inelele se formează la difuzia de sursă/drenă și asigură o zonă echipotențială, atât pe substrat cât și pe vană, reducând rezistențele serie.

## 2.11 TEHNOLOGIA BiCMOS

În Secțiunea 2.3 s-a arătat că obținerea unei tensiuni de străpungere colector-bază mari reclamă folosirea unui strat epitaxial gros ( $17\ \mu\text{m}$ ,  $5\ \Omega\text{cm}$  pentru o funcționare la  $36\ \text{V}$ ), ceea ce face ca difuzia  $p$  de izolare a componentelor să fie adâncă. Dacă se poate accepta o tensiune de străpungere mai mică (de exemplu  $7\ \text{V}$ , pentru a permite funcționarea la o tensiune de alimentare de  $+5\ \text{V}$ ) atunci regiunea colectorului va fi mult mai dopată (de ordinul a  $0,5\ \Omega\text{cm}$ ) și mult mai subțire (de ordinul unui  $\mu\text{m}$ ). În aceste condiții devine posibil ca izolarea dispozitivelor bipolare (vezi Secțiunea 2.4) să se realizeze folosind aceeași tehnică de oxidare localizată ca în CMOS. Rezultă avantajul reducerii însemnate a capacității parazite colector-substrat datorită faptului că regiunea puternic dopată de lângă suprafață, de capacitate mare, este înlocuită cu zona de capacitate mică a izolării cu oxid. Totodată crește și densitatea de împachetare a dispozitivelor pe cip. În plus, tehnologiile de fabricație CMOS și bipolar încep să arate destul de asemănătoare și devine posibil (cu prețul adăugării câtorva etape suplimentare de proces) să se combine pe același cip, tranzistoare bipolare de mare viteză, implantate, cu joncțiuni superficiale cu dispozitive CMOS: tehnologia care rezultă este denumită BiCMOS. Această tehnologie oferă în aplicațiile digitale o îmbunătățire a performanțelor deoarece capacitatea tranzistorului bipolar de a furniza curenți mari ușurează foarte mult comanda sarcinilor capacitive mari. Astfel de procese sunt atractive și pentru faptul că permit proiectantului să exploateze avantajos caracteristicile specifice celor două tipuri de tranzistoare.

În continuare se va descrie structura unui proces tipic BiCMOS de înaltă frecvență, care folosește izolarea cu oxid, de tensiune mică. O secțiune transversală<sup>18</sup> a structurilor de tranzistoare dintr-un astfel de proces de mare performanță este prezentată în fig. 2.66.

Procesul începe cu o etapă de mascare și implantare  $n^+$  de stibiu într-un substrat  $p$ , în zonele în care se vor forma tranzistoarele  $n\text{pn}$  și PMOS. Printr-o a doua implantare  $p$ , de bor, se formează vana  $p^+$  în zonele în care vor fi tranzistoarele NMOS. Urmează creșterea unui strat epitaxial, cu o grosime de aproximativ  $1\ \mu\text{m}$ , care formează colectorul tranzistoarelor  $n\text{pn}$  și regiunea canalului tranzistoarelor PMOS.

\* Prin *pad* (la plural *paduri*) se înțelege o zonă din metalizare, de obicei de formă pătrată, pe care se atașează firul de aur sau de aluminiu prin care se face legătura între cip și terminalele capsulei.

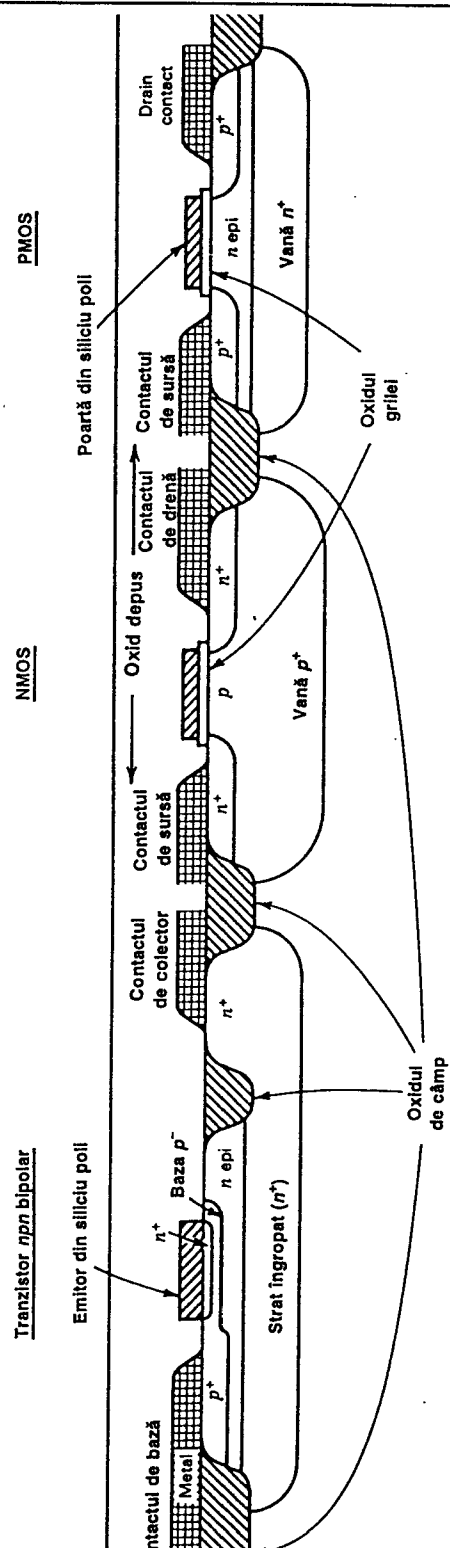


Fig. 2.66 Secțiune transversală a tranzistoarelor dintr-un proces BiCMOS de mare performanță.

În cursul acestui proces de creștere epitaxială și în cursul ciclurilor termice care urmează atomii de stibiu din stratul îngropat rămân practic nemișcați în timp ce atomii de bor, mult mai mobili, se redistribuie, vana  $p$  extinzându-se către suprafață.

Printr-o etapă de mascare se definesc regiunile în care se va crește oxidul gros; în aceste regiuni stratul epitaxial este corodat. Urmează creșterea oxidului gros care este urmată de o etapă de planarizare. În etapa de planarizare oxidul gros, care a crescut peste nivelul suprafeței, este corodat fiind adus la nivelul celorlalte regiuni. În acest fel se elimină denivelările de pe suprafață — vezi fig. 2.59 — ceea ce ajută la obținerea unor trasee de interconectare fiabile, la trecerea peste treptele de oxid. În final, printr-o serie de etape de mascare și implantare de tip  $p$  și  $n$  se formează regiunile de bază și de emitor, regiunea de mică rezistență a contactului de colector și regiunile de sursă și de drenă ale TECMOS. În cursul acestor secvențe se crește oxidul de poartă, se formează porțile din polisiliciu și emitoarele iar tranzistoarele MOS suferă implantări de ajustare a pragului; în regiunile dorite se realizează contactele de metal. Apoi întreg cipul este acoperit cu un strat de dioxid de siliciu depus. Peste acest oxid se va forma cel de al doilea nivel de interconexiuni cu metal; în oxid se deschid ferestrele prin care se realizează conectarea cu elementele de dedesubt. În continuare se depune un al doilea strat de dioxid de siliciu și al treilea nivel de interconexiuni cu metal; și în al doilea strat de oxid depus se deschid ferestrele de interconectare corespunzătoare. Folosirea mai multor nivele de interconectare crește flexibilitatea realizării conexiunilor între elemente ceea ce conduce astfel la îmbunătățirea densității layoutului.

## 2.12 ASPECTE ECONOMICE ALE FABRICAȚIEI CIRCUITELOR INTEGRATE

Motivul principal al pătrunderii tot mai accentuate a circuitelor integrate în sistemele de toate tipurile este dat de reducerea prețului, ca urmare a particularităților procesului de fabricație a circuitelor integrate. Utilizarea corectă a tehnologiei pentru a se realiza această reducere a prețului cere înțelegerea factorilor care influențează prețul unui circuit integrat în forma sa finală, încapsulat. În această secțiune se discută acești factori.

### 2.12.1 Randamente în fabricația de circuite integrate

După cum s-a arătat mai înainte în acest capitol, circuitele integrate se produc simultan pe un lot de plachete, fiecare plachetă conținând până la câteva mii de circuite separate, dar identice. La sfârșitul procesului fiecare circuit de pe plachetă este verificat și testat înainte de separarea plachetei în cipur.

Procentul de circuite care sunt bune electric satisfăcând specificațiile date este denumit *randamentul pe plachetă*, notat  $R_p$ , având valori cuprinse în mod obișnuit între 10% și 90%. Circuitele defecte pot rezulta din multe cauze, dar o sursă majoră de scădere a randamentului o constituie defectele punctuale de diverse naturi care apar în operațiile legate de fotorezist și de difuzie. Aceste defecte sunt o consecință a defectelor de pe mască, a găurilor din fotorezist, a particulelor purtate de aer care cad pe suprafața plachetei, a defectelor cristaline din stratul

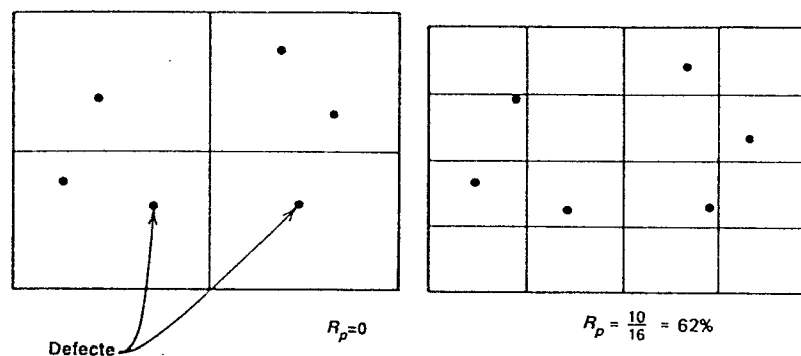


Fig. 2.67 Exemplu de principiu privind efectul ariei cipului asupra randamentului.

epitaxial etc. Dacă un astfel de defect apare în zona activă a unui tranzistor sau rezistor din circuit structura care va rezulta va fi de obicei nefuncțională. În mod obișnuit frecvența de apariție — pe unitatea de arie a plachetei — a unor astfel de defecte depinde în primul rând de procesul de fabricație utilizat pentru circuitul respectiv și nu de circuitul particular care trebuie fabricat. În general, cu cât numărul de etape de mascare și de difuzie la care este supusă placheta este mai mare, cu atât va fi mai mare și densitatea de defecte pe suprafața plachetei la finele procesului.

Existența acestor defecte limitează superior aria circuitului care poate să fie fabricat în mod economic pe un singur cip. Fie, de exemplu, cele două cazuri din fig. 2.67 în care s-au utilizat pentru fabricația unor circuite cu arii diferite două plachete identice, cu aceeași localizare a defectelor. Deși în ambele cazuri localizarea defectelor este aceeași, randamentul pe plachetă al circuitului cu structura de dimensiuni mai mari este zero. Reducând aria cipului la o pătrime randamentul pe plachetă este de 62%. Acest exemplu de principiu ilustrează efectul ariei cipului asupra randamentului pe plachetă. Cantitativ, valoarea așteptată a randamentului pentru o mărime dată a cipului este o funcție puternic dependentă de complexitatea procesului, de natura etapelor individuale din proces și, probabil cel mai important, de maturitatea și de gradul de dezvoltare ale procesului, atât în întregul său cât și a fiecăreia din etapele sale.

Încă de la apariția procesului planar a avut loc o continuă reducere a densității de defecte datorită îmbunătățirii litografiei, extinderii folosirii proceselor de temperatură joasă, de exemplu implantarea de ioni, îmbunătățirii controlului mediului de fabricație etc. În fig. 2.68 sunt prezentate trei curbe tipice rezultate din datele de randament pentru procese bipolare și MOS. Aceste curbe sunt reprezentative pentru randamentele unor procese din fabricile avansate de circuite VLSI; procesele acoperă o gamă care se întinde de la cele foarte complexe cu multe etape, care micșorează randamentul, până la cele foarte simple.

De asemenea, curba de randament poate fi urcată sau coborâtă de aplicarea unor reguli de proiectare mai conservatoare, de o fabricație mai îngrijită etc. Deși factori necontrolabili cum ar fi, de exemplu, cei dați de problemele de testare, de problemele de proiectare ale circuitului etc. pot face ca rezultatele pentru un circuit particular să se abată puternic de la curbă, o astfel de curbă rămâne în continuare utilă prin punerea în evidență a tendinței globale de evoluție.

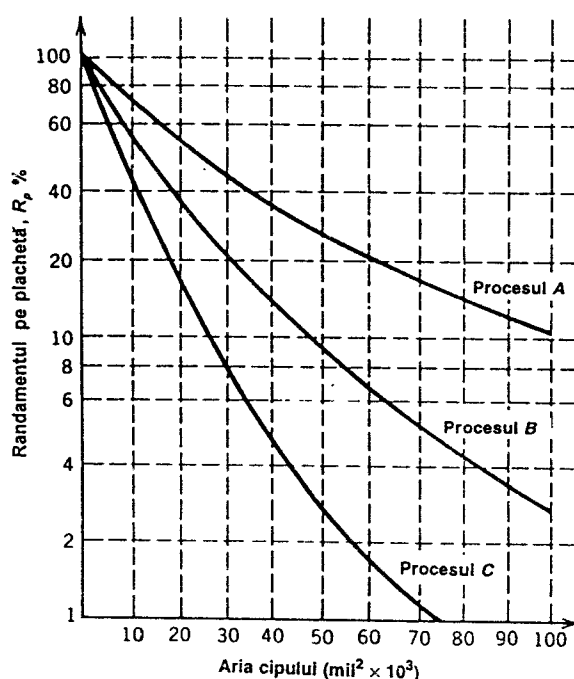


Fig. 2.68 Valorile tipice ale randamentului în funcție de aria cipului pentru trei procese diferite, începând cu un proces foarte simplu, bine dezvoltat (curba A) și sfârșind cu un proces foarte complex care are multe etape care micșorează randamentul (curba C).

În afara faptului că aria circuitului afectează randamentul, ea afectează și numărul total de cipuri care se pot fabrica pe o plachetă de dimensiuni date. În fig. 2.69 se indică numărul total,  $N$ , de cipuri utilizabile de pe o plachetă — denumit *număr teoretic de cipuri pe plachetă* pentru cazul unor plachete de diferite diametre. Produsul dintre numărul teoretic de cipuri și randamentul pe plachetă dă *numărul net de structuri bune pe plachetă* dat în fig. 2.70 pentru cazul curbilor de randament din fig. 2.69, presupunându-se o plachetă cu diametrul de 4 inch.

Odată ce placheta a trecut de etapa de testare pe plachetă, ea este separată în structuri individuale (cipuri) prin tăiere sau prin zgâriere și spargere. Cipurile sunt controlate vizual, sortate și pregătite pentru asamblare în capsule. În această etapă, care se numește separarea structurilor, apare o pierdere de structuri bune electric. Din structurile bune electric de pe plachetă, unele se pierd în cursul separării în cipuri datorită zgârierii suprafeței și spargerilor.

Raportul dintre numărul cipurilor bune electric, care rezultă după separarea structurilor, și numărul de structuri bune electric de pe plachetă înainte de separare este denumit *randament de separare*, notat  $R_s$ .

Cipurile bune sunt apoi încapsulate (operație care include și atașarea firelor de legătură dintre terminalele capsulei și cip). Cipurile încapsulate parcurg o triere finală în care, în general, există o pierdere de cipuri bune electric din cauza atașării incorecte a firelor de legătură și a manipulărilor la care sunt supuse. Raportul dintre numărul de circuite bune după trierea finală și numărul de structuri bune care au intrat la încapsulare se numește *randament de testare finală*, notat  $R_f$ .



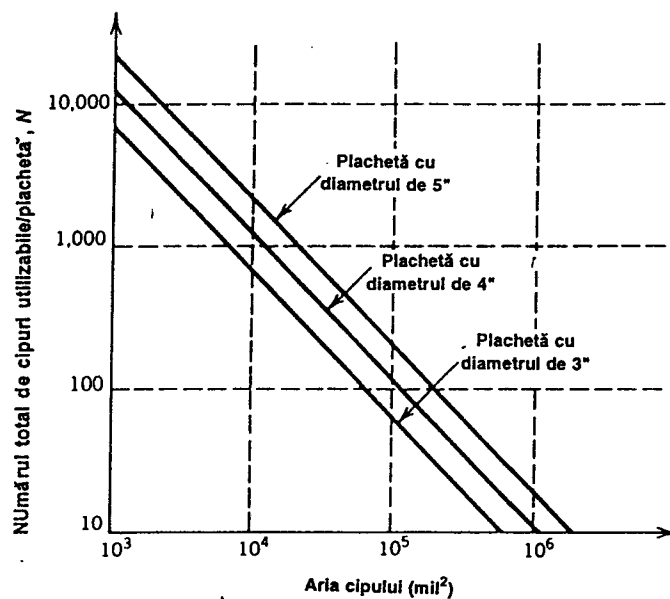


Fig. 2.69 Numărul total de cipuri utilizabile de pe o plachetă în funcție de aria cipului pentru plachete cu diametrul de 3, 4 și 5 inch.

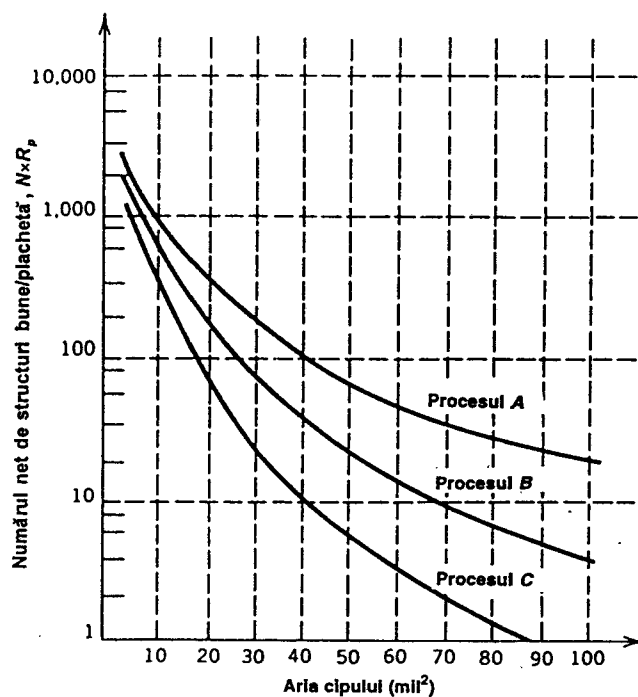


Fig. 2.70 Numărul net de structuri bune în funcție de aria cipului pentru cele trei procese din fig. 2.68, presupunând o plachetă cu diametrul de 4 inch. Aceleași dependențe se pot obține, aproximativ, și pentru alte diametre de plachete prin scalarea axei verticale cu un factor egal cu aria plachetei.

### 2.12.2 Considerații de cost în fabricația circuitelor integrate

Principalele costuri directe pentru fabricant se pot împărți în două categorii: costurile asociate cu fabricația și testarea unei plachete din care rezultă costul de fabricație a plachetei,  $C_p$ , și costurile asociate încapsulării și testării finale a unui singur cip, din care rezultă costul încapsulării,  $C_i$ . Atunci când socotim costul corespunzător fabricației complete a unei plachete cu structuri, trebuie să ținem cont mai întâi de costul plachetei,  $C_p$ . Numărul de structuri bune, electric, din această plachetă, care se încapsulează este  $NR_pR_s$ . Costul total,  $C_t$ , care se obține după ce aceste cipuri au fost încapsulate și testate este

$$C_t = C_p + C_i NR_p R_s . \quad (2.56)$$

Numărul total de circuite bune  $N_b$  (după încapsulare și testare) este:

$$N_b = NR_p R_s R_f . \quad (2.57)$$

Deci costul pe bucată va fi:

$$C = \frac{C_t}{N_b} = \frac{C_p}{NR_p R_s R_f} + \frac{C_i}{R_f} . \quad (2.58)$$

Primul termen din expresia 2.58 corespunde costului de fabricație al plachetei, iar al doilea este asociat cu asamblarea și testarea finală. După cum se va arăta în exemplul următor această expresie se poate utiliza pentru calculul costului la fabricant al unui circuit finit.

#### ■ EXEMPLU

Să se traseze dependența costului direct de fabricație în funcție de aria cipului pentru următoarele două cazuri.

(a) Fie un cost de fabricație al plachetei de  $C_p = \$75,00$ , un cost de asamblare și testare  $C_i = \$0,06/\text{cip}$ , un randament de separare  $R_s = 0,9$  și un randament de testare finală  $R_f = 0,9$ . Se va presupune curba de randament  $B$  din fig. 2.68. Acest set de condiții corespunde unui amplificator operațional fabricat printr-un proces bipolar de complexitate medie și încapsulat într-o capsulă ieftină cu 8 sau 14 terminale. Aplicând (2.58) se obține:

$$C = \frac{\$75,00}{(NR_p)(0,81)} + \frac{\$0,06}{0,9} = \frac{\$92,59}{NR_p} + \$0,066 . \quad (2.59)$$

Această dependență a costului este trasată grafic în fig. 2.71a.

(b) Fie un cost de fabricație al plachetei  $C_p = \$100,00$ , un cost de asamblare și testare de  $C_i = \$1,00/\text{cip}$ , un randament de separare  $R_s = 0,9$  și un randament de testare finală  $R_f = 0,9$ . Se va presupune curba de randament  $A$  din fig. 2.68. Acest set de condiții corespunde unui circuit integrat complex analog/digital fabricat printr-un proces CMOS avansat și încapsulat într-o capsulă mare cu multe terminale. Aplicând (2.58) se obține:

$$C = \frac{\$100,00}{(NR_p)(0,72)} + \frac{\$1,00}{0,8} = \frac{\$138,89}{NR_p} + \$1,25 . \quad (2.60)$$

Această dependență a costului este trasată grafic în fig. 2.71b.

■

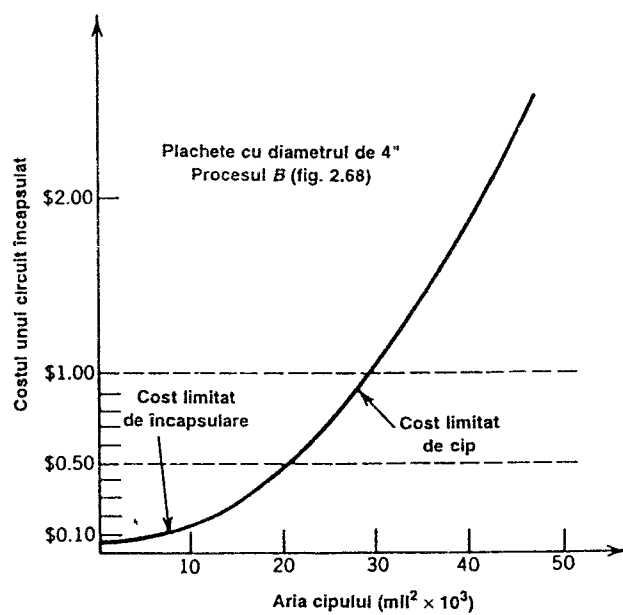


Fig. 2.71a Costul circuitului din exemplul (a) în funcție de aria cipului.

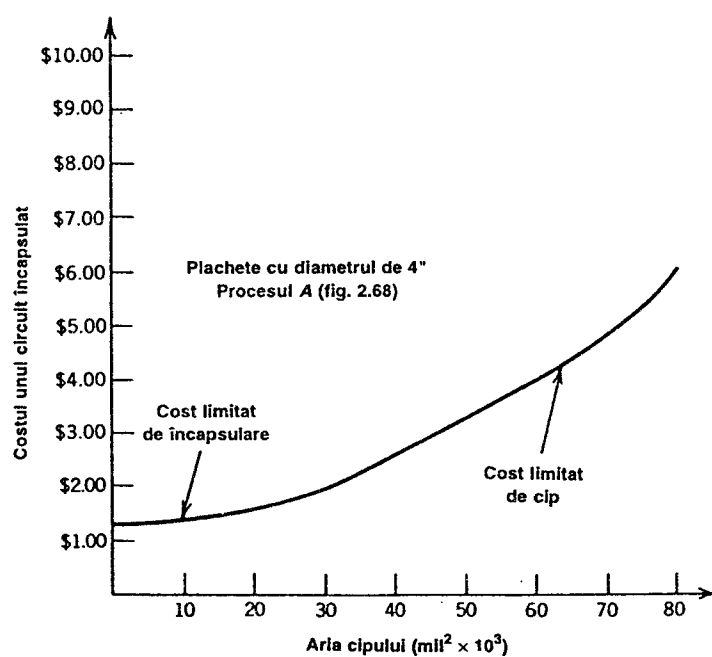


Fig. 2.71b Costul circuitului din exemplul (b) în funcție de aria cipului.

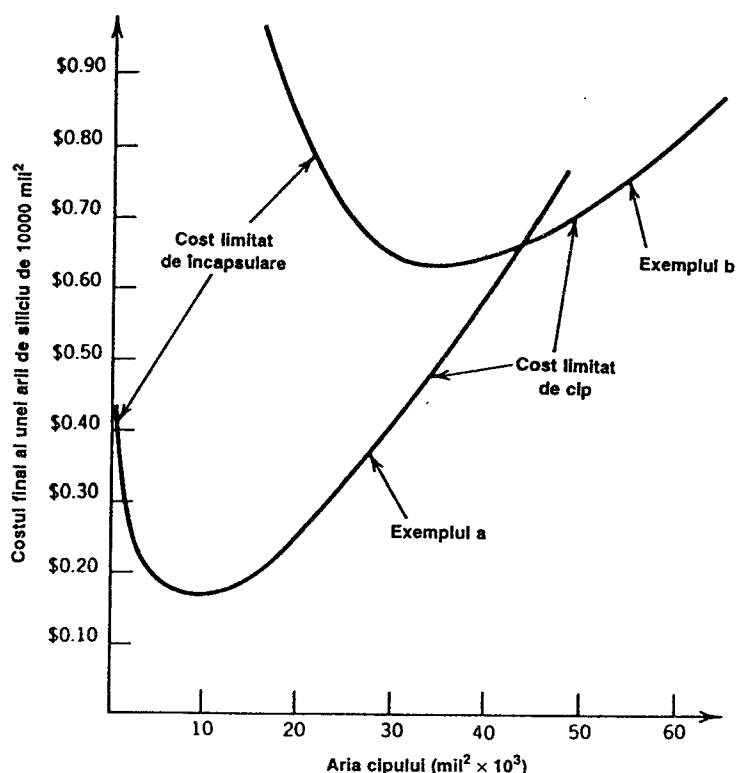


Fig. 2.72 Costul raportat la unitatea de arie de siliciu al unui circuit finit, pentru exemplele (a) și (b). Deoarece în exemplul (a) costul capsulei și costul testării sunt mai mici, punctul de cost minim se plasează la valori mult mai mici ale ariei cipului. Costul pe unitatea de arie de siliciu pentru arii mari ale cipului este mai mic pentru exemplul (b) deoarece randamentul procesului A este mai mare la arii mai mari ale cipului.

Din acest exemplu rezultă limpede că în cazul cipurilor de arie mică ponderea cea mai mare revine costurilor de asamblare și încapsulare, iar în cazul cipurilor de arie mare costului de fabricație a plachetei. Această legătură poate fi făcută mai clară dacă se consideră costul circuitului integrat în funcție de costul pe unitatea de arie de siliciu, după cum este prezentat în fig. 2.72, pentru cazul exemplelor date mai înainte. Curba din fig. 2.72 este o reprezentare a raportului dintre costul circuitului integrat încapsulat și aria cipului, în funcție de aria cipului. Costul minim se obține undeva la mijloc între zona în care este limitativ costul încapsulării și aceea în care este limitativ costul cipului. Deci, producerea unor cipuri excesiv de mici sau excesiv de mari este neeconomică în ceea ce privește utilizarea la cost minim a suprafeței siliciului. Importanța acestor curbe constă în aceea că oferă un criteriu pentru împărțirea unui sistem într-un număr de cipuri distincte; împărțirea trebuie făcută în așa fel încât aria cipului să se afle în zona de cost minim. Dacă, de exemplu, un sistem complex analog-digital caracterizat de datele din exemplul (b) din fig. 2.72, având o suprafață de 80.000 mils<sup>2</sup> trebuie „turnat” în siliciu, soluția cea mai economică va fi probabil realizarea sa în două cipuri și nu într-unul singur. Această decizie va fi probabil puternic afectată și de alți factori, cum ar fi creșterea numărului de terminale, determinată de interconectarea celor două cipuri, spațiul de

pe placa de cablaj imprimat necesar pentru circuitele suplimentare etc. Trebuie accentuat că forma curbei costului este puternic dependentă de costul capsulei, de costul testării produsului individual, de curba de randament pentru un proces dat etc.

Discuția precedentă s-a referit numai la costurile directe, pentru fabricant, ale fabricației unui produs finit; prețul de vânzare real este mult mai mare, reflectând costuri suplimentare de cercetare și dezvoltare, inginerie și desfacere. Totuși multe din aceste costuri fiind fixe, prețul de vânzare al unui circuit integrat particular tinde să varieze invers proporțional cu cantitatea de circuite vândută de fabricant.

## 2.13 CONSIDERAȚII ASUPRA ÎNCAPSULĂRII CIRCUITELOR INTEGRATE

După cum s-a arătat în secțiunea precedentă, costul final al unui circuit integrat este puternic dependent de costul capsulei în care este încapsulat. În plus, în afara costului, capsula afectează major încă doi parametri importanți. Primul este puterea maximă disipată de circuit, iar al doilea siguranța sa în funcționare. În continuare se va discuta fiecare din aceste limitări.

### 2.13.1 Puterea disipată maximă

Atunci când într-un dispozitiv, la suprafața unui circuit integrat, se disipă putere au loc două procese distincte. În primul rând căldura disipată de fiecare dispozitiv trebuie să treacă prin siliciu, ceea ce dă naștere unor gradienti de temperatură pe suprafața superioară a cipului. Acești gradienti pot afecta puternic performanțele circuitului; efectele lor se vor discuta în *Capitolul 6*. În al doilea rând, căldura trebuie să treacă din siliciu în structura capsulei și apoi din capsulă în mediul ambiant. Disiparea căldurii de la capsulă spre mediul ambiant are loc în esență prin radiație sau convecție; dacă se atașează capsulei un radiator disiparea are loc în esență prin conducție. Trecerea căldurii spre mediul ambiant face ca cipul, în totalitatea sa, să sufere o creștere a temperaturii; în regim staționar temperatura medie a cipului va fi mai mare decât temperatura ambiantă cu o cantitate proporțională cu puterea disipată pe cip și cu *rezistența termică* a capsulei.

Comportarea termică în regim staționar a ansamblului cip-capsulă se poate analiza aproximativ prin folosirea analogiei electrice, indicată în fig. 2.73. În această analogie curentul este echivalat cu fluxul de căldură, iar potențialul cu temperatura. Sursa de curent reprezintă disipația de putere pe cipul de circuit integrat. Căderea de tensiune pe rezistența  $\theta_{jc}$  reprezintă diferența de temperatură între suprafața cipului și exteriorul capsulei, iar căderea de tensiune pe rezistența  $\theta_{ca}$  diferența de temperatură între exteriorul capsulei și mediul ambiant. Această reprezentare este numai aproximativă deoarece în realitate structura este distribuită și nici suprafața superioară a cipului, nici exteriorul capsulei nu sunt izoterme. Totuși acest circuit echivalent rămâne util pentru o analiză aproximativă.

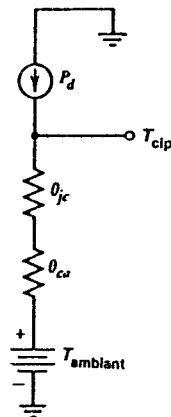


Fig. 2.73. Circuitul electric analog pentru descrierea comportării termice a structurii cip-capsulă.

Rezistența  $\theta_{jc}$  este denumită *rezistența termică joncțiune-capsulă* a capsulei. Această rezistență are valori care variază de la aproximativ  $30^\circ\text{C/W}$  pentru o capsulă metalică TO-99, la aproximativ  $4^\circ\text{C/W}$  pentru o capsulă metalică de putere TO-3. Aceste două capsule sunt prezentate în fig. 2.74 împreună cu capsula din plastic care are terminalele pe ambele părți ale capsulei, așezate în linie (*dual-in-line package*, DIP). Rezistența  $\theta_{ca}$  este denumită *rezistența termică capsulă-ambiant*. Pentru situația în care nu se folosește un radiator această rezistență este determinată în esență de rata cu care poate fi transferată căldura de la suprafața exterioară a capsulei la aerul înconjurător. Această rată este dependentă de mărimea capsulei și de viteza de curgere a fluxului de aer în jurul capsulei. Deoarece sunt prezente și efectele date de radiația termică, rata transferului de căldură nu este o funcție liniară de temperatura capsulei. În mod obișnuit se face însă aproximația că această rezistență termică este liniară. Pentru cazul în care aerul înconjurător este liniștit și nu se folosește un radiator valoarea rezistenței  $\theta_{ca}$  pentru TO-99 și TO-3 este de, aproximativ,  $100^\circ\text{C/W}$ , respectiv  $40^\circ\text{C/W}$ .

În cazul circuitelor integrate care disipă o putere mare este adeseori necesară utilizarea unui radiator, pentru a preveni încălzirea excesivă a cipului. În această situație rezistența termică capsulă-ambiant este determinată de radiator. Radiatoarele destinate capsulelor de circuite integrate au forme variate, de la structuri cu mici aripioare având o rezistență termică de aproximativ  $30^\circ\text{C/W}$ , până la structuri masive care ating o valoare a rezistenței termice de ordinul a  $2^\circ\text{C/W}$ . Utilizarea eficientă a radiatoarelor cu rezistență termică mică impune ca radiatorul și capsula să fie într-un contact termic intim; în cazul capsulelor TO-3 pentru atașarea capsulei la radiator se utilizează plăci speciale de mică și vaseline pentru radiatoare, păstrându-se astfel și izolarea electrică între capsulă și radiator. Alegerea capsulei și a radiatorului pentru un circuit particular depinde de puterea care trebuie disipată de circuit, de gama de temperatură ambiantă la care va funcționa circuitul și de temperatura maximă permisă a cipului. În condiții staționare aceste trei mărimi sunt legate prin următoarea expresie:

$$T_{\text{cip}} = T_{\text{ambiant}} + (\theta_{jc} + \theta_{ca}) P_d, \quad (2.61)$$

unde  $T_{\text{ambiant}}$  este temperatura ambiantă,  $T_{\text{cip}}$  — temperatura cipului, iar  $P_d$  — puterea disipată pe cip. Pentru circuitele integrate din siliciu considerente de fiabilitate impun ca temperatura cipului să fie menținută sub  $150^\circ\text{C}$ . Această valoare de temperatură se ia în mod normal ca temperatura maximă permisă a cipului. Deci, odată ce se cunoaște temperatura ambiantă maximă, rezultă diferența de temperatură care apare pe combinația serie  $\theta_{jc}$  și  $\theta_{ca}$ . Îndată ce se știe puterea disipată, se poate determina valoarea maximă permisă a rezistenței termice a capsulei și radiatorului.

## ■ EXEMPLU

Care este puterea maximă disipată admisă pentru un circuit încapsulat în TO-99, în aer liniștit, când temperatura ambiantă este de  $70^\circ\text{C}$ ? Dar de  $125^\circ\text{C}$ ?

**Soluție.** Pentru capsula TO-99 în aer liniștit

$$\theta_{jc} + \theta_{ca} = 30^\circ\text{C/W} + 100^\circ\text{C/W} = 130^\circ\text{C/W}.$$

Ținând cont de relația 2.61 se obține:

$$T_{\text{cip}} = T_{\text{ambiant}} + (130^\circ\text{C/W}) P_d.$$

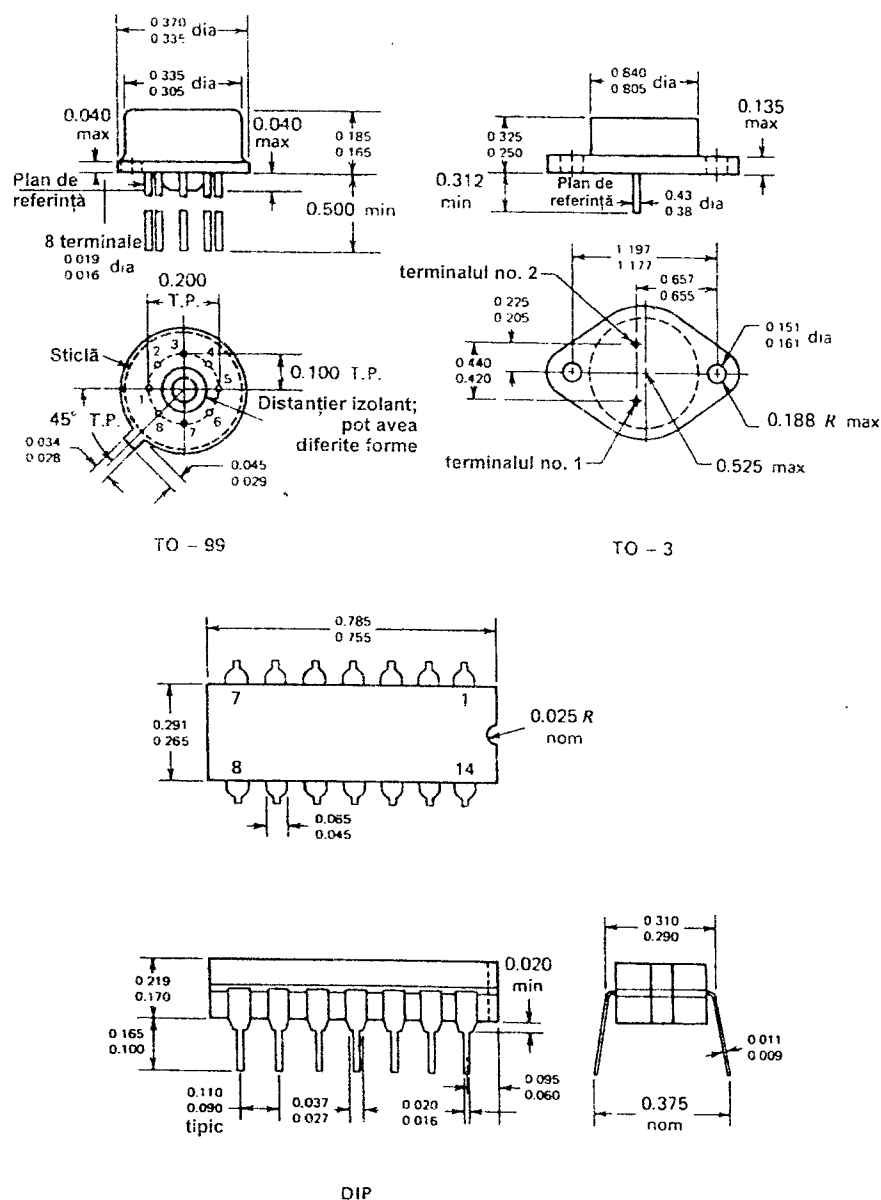


Fig. 2.74 Capsule pentru circuite integrate de tip TO-99, TO-3 și dual-in-line (DIP). Dimensiunile sunt date în inch. Capsula TO-3 în versiunea din figură se folosește pentru regulatoarele integrate cu trei terminale. Există și versiuni ale capsulei TO-3 cu până la 10 terminale. Capsula de tip TO-99 este disponibilă în variante cu 3, 4, 6, 8, 10 și 12 terminale. Capsula DIP este disponibilă în variante cu 8, 14, 16, 18 și 22 terminale fie din ceramică (închisă ermetic) fie din plastic.

La  $T_{\text{ambient}} = 70^\circ\text{C}$

$$150^\circ\text{C} = 125^\circ\text{C} + (130^\circ\text{C/W})(P_{d\max}) .$$

și rezultă:

$$P_{d\max} = 620 \text{ mW} .$$

La  $T_{\text{ambient}} = 125^\circ\text{C}$

$$150^\circ\text{C} = 125^\circ\text{C} + (130^\circ\text{C/W})(P_{d\max}) .$$

și rezultă:

$$P_{d\max} = 190 \text{ mW} .$$

### 2.13.2 Considerații de siguranță în funcționare legate de încapsularea circuitelor integrate

În aplicațiile în care service-ul este dificil sau imposibil, sau în situațiile în care detectarea dispozitivului are consecințe catastrofice, siguranța în funcționare a circuitului ajunge să fie de un interes esențial. Parametrul primar care descrie siguranța în funcționare a circuitului este timpul mediu de defectare a unor mostre de circuite integrate aflate într-un set specificat de condiții de mediu ambiant corespunzătoare cazului celui mai nefavorabil. Studiul diverselor moduri de defectare care pot apărea în circuitele integrate și a mijloacele de evitare a acestor defectări au evoluat într-o disciplină separată, care este departe de scopul acestei cărți. În ceea ce ne privește este suficient să menționăm că din punct de vedere al siguranței în funcționare capsulele de circuite integrate se pot împărți în două grupe distincte: acelea în care cipul este închis ermetic într-o cavitate și acelea în care cipul nu este închis ermetic. Primul grup include majoritatea capsulelor metalice, a capsulelor ceramice „dual-in-line” și a capsulelor plate (*flat-packages*). Al doilea grup include capsulele din plastic. Capsulele din plastic se produc mai ieftin și asigură aceeași siguranță în funcționare ca și capsulele ermetice în condiții moderate de mediu ambiant. Capsulele ermetice se produc în general mai scump dar sunt mult mai sigure în funcționare în condiții ostile de mediu înconjurător, în mod particular atât în condiții de temperatură, cât și de umiditate ridicată.

## ANEXĂ

În această secțiune se dau echivalențele pentru mărimile curent folosite între parametrii de model utilizați în SPICE și simbolurile utilizate în text.

### A2.1 Parametrii de model utilizați în SPICE

Parametrii tranzistorului bipolar		
Simbolul în SPICE	Simbolul în text	Semnificația simbolului
IS	$I_S$	Curentul de saturație în modelul de transport
BF	$\beta_F$	Valoarea maximă a câștigului în curent direct



## Parametrii tranzistorului bipolar (continuare)

Simbolul în SPICE	Simbolul în text	Semnificația simbolului
BR	$\beta_R$	Valoarea maximă a câștigului în curent invers
VAE	$V_A$	Tensiunea Early directă
RB	$r_b$	Rezistența serie din bază
RE	$r_{ex}$	Rezistența serie din emitor
RC	$r_c$	Rezistența serie din colector
TF	$\tau_F$	Timpul de tranzit prin bază, direct
TR	$\tau_R$	Timpul de tranzit prin bază, invers
CJE	$C_{je0}$	Capacitatea de barieră bază-emitor, la polarizare nulă
VJE	$\psi_{0e}$	Diferența de potențial internă a joncțiunii bază-emitor
MJE	$n_e$	Exponentul capacității joncțiunii bază-emitor
CJC	$C_{\mu 0}$	Capacitatea de barieră bază-colector, la polarizare nulă
VJC	$\psi_{0c}$	Diferența de potențial internă a joncțiunii bază-colector
MJC	$n_c$	Exponentul capacității joncțiunii bază-colector
CJS	$C_{cs0}$	Capacitatea de barieră colector-substrat, la polarizare nulă
VJS	$\psi_{0s}$	Diferența de potențial internă a joncțiunii colector-substrat
MJS	$n_s$	Exponentul capacității joncțiunii colector-substrat

Notă. În funcție de versiunea SPICE folosită, pentru modelarea capacității bază-substrat a tranzistorului *pnp* lateral, trebuie inclusă o diodă separată.

## Parametrii TECJ

VTO	$V_P$	Tensiunea de prag (tensiunea de închidere)
LAMBDA	$\lambda$	Parametrul de modulație a lungimii canalului
BETA	$I_{DSS}/V_P^2$	Parametrul de transconductanță
RD	$r_d$	Rezistența serie din drenă
CGS	$C_{gs0}$	Capacitatea joncțiunii grilă-sursă, la polarizare nulă
PB	$\psi_0$	Diferența de potențial internă a joncțiunii grilă-canal
CGD	$C_{gd0}$	Capacitatea joncțiunii grilă-drenă, la polarizare nulă

Parametrii TECMOS

Simbolul în SPICE	Simbolul în text	Semnificația simbolului
VTO	$V_t$	Tensiunea de prag la o tensiune sursă-substrat nulă
KP	$\mu C_{ox}$	Parametrul de transconductanță
GAMMA	$\gamma = \frac{1}{C_{ox}} \sqrt{2q\epsilon N_A}$	Parametrul tensiunii de prag
PHI	$2\phi_f$	Potențialul de suprafață
LAMBDA	$\lambda = \frac{1}{L_{ef}} \frac{dX_d}{dV_{DS}}$	Parametrul de modulație a lungimii canalului
CGSO	$C_{ol}$	Capacitatea de suprapunere grilă-sursă pe unitatea de lățime a canalului
CGDO	$C_{ol}$	Capacitatea de suprapunere grilă-drenă pe unitatea de lățime a canalului
CJ	$C_{j0}$	Capacitatea de fund sursă/drenă, pe unitatea de arie, la polarizare nulă
MJ	$n$	Exponentul capacității joncțiunii sursă/drenă-substrat (coeficientul de gradare)
CJSW	$C_{jsw0}$	Capacitatea laterală sursă/drenă, la polarizare nulă
MJSW	$n$	Exponentul capacității joncțiunii laterale sursă/drenă
PB	$\psi_0$	Diferența de potențial internă a joncțiunii sursă/drenă-substrat
TOX	$t_{ox}$	Grosimea oxidului
NSUB	$N_A, N_D$	Doparea substratului
NSS	$Q_{ss}/q$	Densitatea de sarcini fixe
XJ	$X_j$	Adâncimea joncțiunii sursă/drenă
LD	$L_d$	Difuzia laterală sursă/drenă

## PROBLEME

- 2.1 Care este concentrația de impurități dintr-o mostră de siliciu de tip  $p$  cu rezistivitatea de  $1 \Omega\text{cm}$ ? Dar pentru o mostră de siliciu de tip  $n$ , cu aceeași rezistivitate?
- 2.2 Care este valoarea rezistenței pe pătrat a unui strat de material cu o grosime de  $5 \mu\text{m}$  și o rezistivitate de  $1 \Omega\text{cm}$ ?

- 2.3 Să considerăm un strat ipotetic din siliciu care are pe suprafața superioară o concentrație de impurități de  $10^{17} \text{ cm}^{-3}$ . Concentrația de impurități descrește exponențial cu distanța de la suprafața superioară. Se va presupune că la o adâncime de  $0,5 \mu\text{m}$  concentrația scade față de valoarea sa de la suprafață de  $1/e$  ori și că înainte de introducerea impurităților de tip  $n$  concentrația inițială de impurități în probă a fost de  $10^{15} \text{ cm}^{-3}$ , de tip  $p$ . Să se determine adâncimea joncțiunii  $pn$  care rezultă și rezistența pe pătrat a stratului de tip  $n$ . Se va presupune că mobilitatea electronilor este de  $800 \text{ cm}^2/\text{Vs}$  și că grosimea stratului golit este neglijabilă.
- 2.4 Un rezistor difuzat are o lungime de  $200 \mu\text{m}$  și o lățime de  $5 \mu\text{m}$ . Rezistența pe pătrat a difuziei de bază este de  $100 \Omega/\square$  iar a stratului îngustat al bazei de  $5 \text{ k}\Omega/\square$ . Să se determine rezistența rezistoarelor de emitor, de bază și îngustat.
- 2.5 Pentru o structură de test de tranzistor  $nnp$  se măsoară la un curent de colector de  $10 \mu\text{A}$ , tensiuni bază-emitor a căror valoare variază de la  $520 \text{ mV}$  la  $580 \text{ mV}$ . Dimensiunile emitorului sunt de  $100 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$ . Să se determine intervalul de valori pentru  $Q_B$  care rezultă din aceste date. Să se calculeze, folosind aceste rezultate, gama de valori a rezistenței pe pătrat, care se va observa în circuit, pentru un rezistor de bază îngustat. Se va presupune un coeficient de difuzie pentru electroni,  $\bar{D}_n$ , constant, de  $13 \text{ cm}^2/\text{s}$ , și o mobilitate constantă a golurilor de  $150 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ . Se va neglija grosimea regiunii golite.
- 2.6 Să se estimeze rezistența serie a bazei, rezistența serie a colectorului, curentul  $I_S$ , capacitatea bază-emitor, și capacitatea colector-substrat ale tranzistorului  $nnp$  de curent mare a cărui structură este dată în fig. 2.75. Această structură este tipică pentru tranzistoarele utilizate în etajele de ieșire din amplificatoarele operaționale, care trebuie să furnizeze un curent de ieșire de până la aproximativ  $20 \text{ mA}$ . Se va presupune un profil de dopare ca acela indicat în fig. 2.17.
- 2.7 Să se determine valoarea curentului de colector la care începe să cadă câștigul în curent al unui tranzistor  $pnp$  lateral cu structura din fig. 2.33a în care rezistivitatea stratului epitaxial este de  $0,5 \Omega\text{cm}$ . Se va presupune un coeficient de difuzie pentru goluri  $\bar{D}_p = 10 \text{ cm}^2/\text{s}$  și o grosime a bazei de  $8 \mu\text{m}$ .
- 2.8 Tranzistorul  $pnp$  de substrat din fig. 2.36a este utilizat ca dispozitiv de test pentru monitorizarea grosimii stratului epitaxial. Se va presupune că fluxul de purtători minoritari în bază este vertical și că grosimile regiunilor golite emitor-bază și colector-bază sunt neglijabile. Rezistivitatea stratului epitaxial s-a determinat printr-o măsurare independentă ca fiind de  $2 \Omega\text{cm}$ . Pentru tensiunea emitor-bază, măsurată la un curent de colector de  $10 \mu\text{A}$ , s-a observat pe mai multe plachete o variație de la  $525 \text{ mV}$  la  $560 \text{ mV}$ . Ce gamă de valori ale grosimii stratului epitaxial implică această variație? Care va fi gama corespunzătoare de valori ale rezistenței de pătrat care se va observa pentru un rezistor epitaxial îngustat? Se va presupune un coeficient de difuzie pentru goluri de  $10 \text{ cm}^2/\text{s}$  și o mobilitate a electronilor de  $800 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ . Se vor neglija grosimile regiunilor golite. Adâncimea difuziei de bază este de  $3 \mu\text{m}$ .
- 2.9 Să se calculeze valoarea totală a capacității parazite asociată unui rezistor de bază de  $10 \text{ k}\Omega$ , dacă rezistența pe pătrat a bazei este de  $100 \Omega/\square$  și lățimea rezistorului de  $6 \mu\text{m}$ . Să se repete calculul pentru o lățime a rezistorului de  $12 \mu\text{m}$ . Se va presupune că profilele de dopare sunt cele din fig. 2.17.

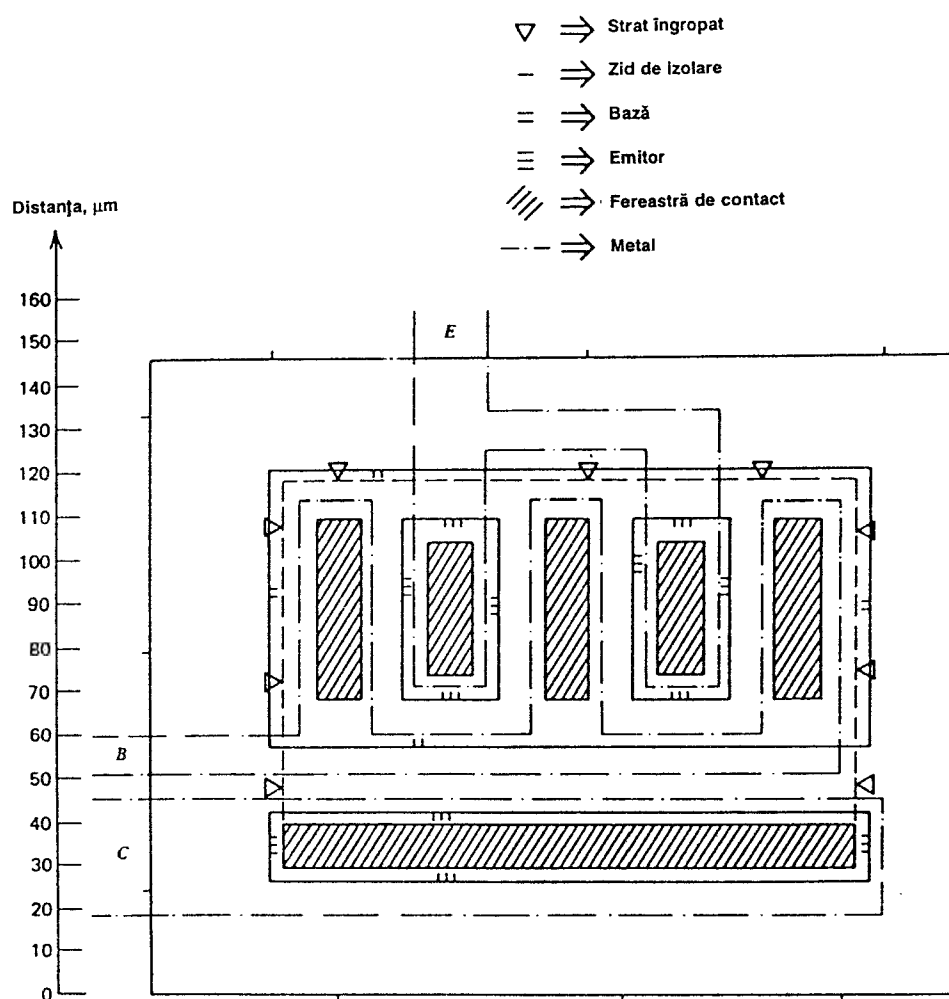


Fig. 2.75 Structura dispozitivului din Problema 2.6.

Dimensiunile capetelor rezistenței sunt de  $26 \mu\text{m} \times 26 \mu\text{m}$ . Adâncimea joncțiunii bazei este de  $3 \mu\text{m}$ . Se va ține seama de efectele laterale.

- 2.10 Pentru structura de tranzistor *pnp* de substrat din fig. 2.26a să se calculeze  $I_S$ ,  $C_{je}$ ,  $C_\mu$  și  $\tau_F$ . Se va presupune că profilele de dopare sunt cele din fig. 2.17.
- 2.11 Pentru un tranzistor super- $\beta$  de test, având o arie de emitor de  $100 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$  se măsoară o tensiune bază-emitor de 480 mV, la un curent de colector de  $10 \mu\text{A}$ . Să se calculeze  $Q_B$  și rezistența pe pătrat a regiunii bazei. Să se estimeze valoarea tensiunii de pătrundere folosind următorul raționament. Atunci când regiunea golită bază-colector cuprinde întreaga bază, neutralitatea sarcinii cere ca numărul de acceptori ionizați din porțiunea din bază a regiunii golite să fie egal cu numărul de atomi donori ionizați din porțiunea din colector a regiunii golite (expresia 1.2). Ca urmare, dacă se aplică o tensiune suficient de mare, porțiunea din colector a regiunii golite trebuie

să aibă un număr de atomi ionizați egal cu  $Q_B$ . Deoarece concentrația acestor atomi este cunoscută (este egală cu  $N_D$ ) se poate determina grosimea porțiunii din colector a regiunii golite, la pătrundere. Dacă vom presupune că în bază concentrația  $N_A$  este mult mai mare în comparație cu concentrația din colector,  $N_D$ , atunci prin utilizarea expresiei 1.14 se poate obține valoarea tensiunii care duce la valoarea determinată mai înainte a grosimii regiunii golite. Să se repete această problemă pentru un tranzistor standard, presupunând o valoare măsurată pentru  $V_{BE}$  de 560 mV. Se va presupune un coeficient de difuzie a electronilor,  $\bar{D}_n$ , de  $13 \text{ cm}^2/\text{s}$ , o mobilitate a golurilor,  $\bar{\mu}_p$ , de  $150 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ , o dopare a stratului epitaxial de  $10^{15} \text{ cm}^{-3}$  și o valoare de 0,55 V pentru diferența de potențial internă,  $\psi_0$ , a joncțiunii colector-bază. Se va lua pentru permitivitatea siliciului valoarea  $\epsilon = 1,04 \times 10^{-12} \text{ F/cm}$ .

- 2.12 Pentru realizarea unui subsistem electronic integrat este necesară o arie de siliciu de 40.000 mil<sup>2</sup>. Presupunând că se ia în considerație numai costul direct de fabricație al sistemului complet, să se determine dacă sistemul se va realiza pe un singur cip sau pe două cipuri diferite. Se va presupune că valoarea costului de fabricație a unei plachete este de \$100, a costului de încapsulare și testare al unui circuit de \$0,6, a randamentului de separare de 0,9, a randamentului de testare finală de 0,9 și că se aplică curba de randament *B* din fig. 2.68. Se va repeta problema pentru curbele de randament *A* și *C*. Se va presupune o plachetă cu diametrul de 4 inch.
- 2.13 Să se determine costul direct de fabricație al unui circuit integrat a cărui cip este pătrat având latura de 150 mil. Se va presupune că valoarea costului de fabricație a unei plachete este de \$130, a costului de încapsulare de \$0,4, a randamentului de separare de 0,8 și a randamentului de testare finală de 0,8. Problema se va rezolva pentru fiecare din curbele de randament din fig. 2.68. Se va presupune o plachetă cu diametrul de 4 inch.
- 2.14 (a) O aproximare empirică frecvent utilizată pentru dependența randamentului unui proces de fabricație a circuitelor integrate în funcție de mărimea cipului este dată de relația

$$R_p = \exp(-A/A_0)$$

unde  $A$  este aria cipului iar  $A_0$  o constantă. Folosind fig. 2.68 să se determine valorile aproximative ale lui  $A_0$  pentru fiecare din cele trei procese indicate în figură. Pentru determinarea lui  $A_0$  se va folosi punctul de pe curbă în care randamentul este  $e^{-1}$ . Se va trasa grafic dependența randamentului în funcție de aria cipului dat de relația de mai sus și se va compara cu curbele prezentate în fig. 2.68.

(b) Folosind expresiile deduse la punctul (a) împreună cu curbele numărului teoretic de cipuri,  $N$ , pe plachetă se va deduce o expresie analitică pentru costul siliciului pe unitatea de arie în funcție de mărimea cipului,  $R_s$ ,  $R_f$ ,  $C_i$  și  $C_p$  pentru fiecare din cele trei procese *A*, *B* și *C*.

- 2.15 Un tranzistor MOS polarizat în saturație are un curent de drenă de  $100 \mu\text{A}$  la  $V_{GS} = 1,5 \text{ V}$  și de  $10 \mu\text{A}$  la  $V_{GS} = 0,8 \text{ V}$ . Să se determine tensiunea de prag și mărimea  $\mu_n C_{ox}(W/L)$ . Se va neglija conducția sub prag și se va presupune că mobilitatea este constantă.

- 2.16 Să se calculeze tensiunea de prag pentru tranzistorul cu canal  $p$ , realizat prin procesul dat în *Tabelul 2.1*. Se va începe cu calculul tensiunii de prag pentru tranzistorul neimplantat și se va continua cu cazul tranzistorului implantat, considerând pentru implantare parametrii specificați în *Tabelul 2.1*. De observat că implantarea este de tip  $p$ , astfel că concentrația efectivă la suprafață este dată de diferența între concentrația substratului și concentrația efectivă a stratului implantat.
- 2.17 Pentru un tranzistor cu canal  $n$ , implantat, realizat prin procesul dat în *Tabelul 2.1* s-a măsurat o rezistență de ieșire de  $5\text{ M}\Omega$ , la un curent de drenă  $I_D = 10\text{ }\mu\text{A}$  și la o tensiune de drenă  $V_{DS} = 5\text{ V}$ . Dimensiunile pe mască ale tranzistorului sunt  $100\text{ }\mu\text{m} \times 7\text{ }\mu\text{m}$ . Să se determine rezistența de ieșire a unui alt tranzistor având dimensiunile pe mască  $50\text{ }\mu\text{m} \times 12\text{ }\mu\text{m}$ , funcționând la  $I_D = 30\text{ }\mu\text{A}$  și  $V_{DS} = 5\text{ V}$ .
- 2.18 Să se calculeze parametrii de model de semnal mic pentru tranzistorul prezentat în fig. 2.76 inclusiv  $g_m$ ,  $g_{mb}$ ,  $r_o$ ,  $C_{gs}$ ,  $C_{sb}$  și  $C_{db}$ . Se va presupune că tranzistorul funcționează la un curent de drenă de  $20\text{ }\mu\text{A}$  și la o tensiune de drenă de  $5\text{ V}$ . Se vor folosi parametrii de proces specificați în *Tabelul 2.1*. Se va presupune  $V_{SB} = 5\text{ V}$ .

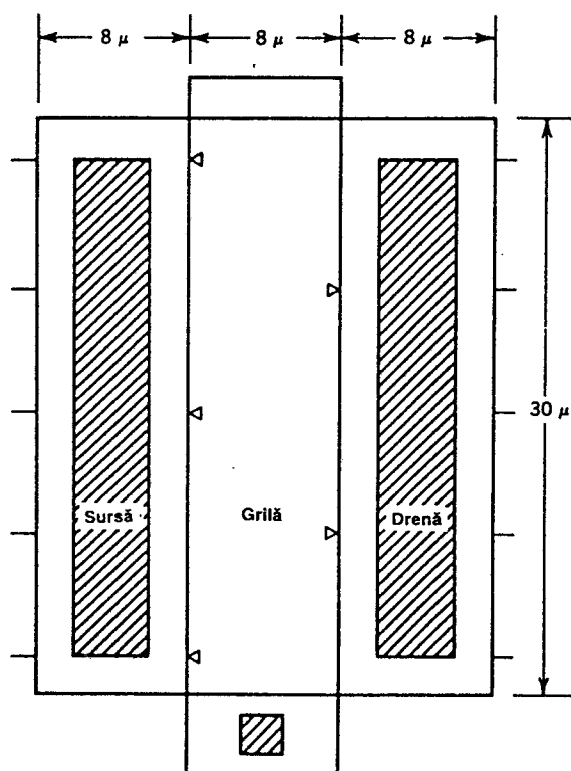


Fig. 2.76 Tranzistorul pentru Problema 2.18.

- 2.19 Tranzistorul prezentat în fig. 2.76 este conectat în circuitul dat în fig. 2.77. Grila este la masă, substratul este legat la  $-5\text{ V}$  iar drenea este în gol. În sursă este conectat un generator de curent care este zero pentru  $t < 0$  și  $10\text{ }\mu\text{A}$  pentru  $t > 0$ . La  $t = 0$  sursa și

drena se află la valoarea inițială de 5 V. Să se schițeze variația în timp a potențialului sursei și drenei de la  $t=0$  până în momentul în care potențialul drenei atinge  $-5$  V. Pentru simplitate capacitățile sursă-substrat și drenă-substrat se vor considera constante având valoarea corespunzătoare unei polarizări nule. Se va presupune că valoarea tensiunii de prag a tranzistorului este de 0,8 V.

- 2.20 Unei capsule TO-99 i se atașează un radiator, astfel că rezistența termică capsulă-ambiant este de  $20^{\circ}\text{C}$ . Rezistența termică joncțiune-capsulă este pentru TO-99 de  $30^{\circ}\text{C}$ . Să se traseze dependența valorii maxime a puterii disipate care poate fi acceptată, în funcție de temperatura ambiantă, în condițiile în care se presupune o temperatură maximă a cipului de  $150^{\circ}\text{C}$ .

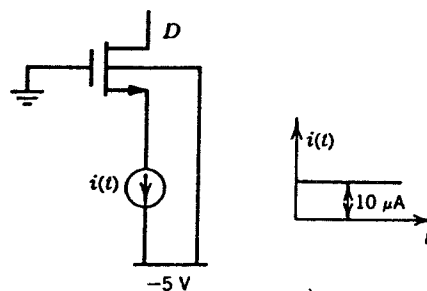


Fig. 2.77 Circuitul pentru Problema 2.19.

## BIBLIOGRAFIE

1. A.S. Grove. *Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare*, Editura Tehnică, București, 1975.
2. R.S. Muller și T.I. Kamins. *Device Electronics for Integrated Circuits*. Wiley, New-York, 1986.
3. E.M. Conwell "Properties of Silicon and Germanium," *Proc. IRE*, Vol. 46, pp. 1281—1300, June 1958.
4. J.C. Irvin. "Resistivity of Bulk Silicon and of Diffused Layers in Silicon," *Bell System Tech. Journal*, Vol. 41, pp. 387—410, March 1962.
5. R.W. Russel și D.D. Culmer. "Ion-Implanted JFET-Bipolar Monolithic Analog Circuits," *Digest of Technical Papers, 1974 International Solid-State Circuits Conference*, Philadelphia, Pennsylvania, pp. 140—141, February 1974.
6. D.J. Hamilton și W.G. Howard. *Basic Integrated Circuit Engineering*. McGraw-Hill, New York, 1975.
7. Y. Tamaki, T. Shiba, I. Ogiwara, T. Kure, K. Ohyu și T. Nakamura. "Advanced Device Process Technology for  $0.3\mu\text{m}$  Self-Aligned Bipolar LSI," *Proceedings of the IEEE Bipolar Circuits and Technology Meeting*, pp. 166—168, September 1990.
8. M. Kurisu, Y. Sasyama, M. Ohuchi, A. Sawairi, M. Sigiyaama, H. Takemura și T. Tashiro. "A Si Bipolar 21 GHz Static Frequency Divider," *Digest of Technical Papers, 1991 International Solid-State Circuits Conference*, pp. 158—159, February 1991.
9. R.M. Burger și R.P. Donovan. *Fundamentals of Silicon Integrated Devices Technology*. Vol. 2, pp. 134—136, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New-Jersey, 1968.
10. R.J. Whittier și D.A. Tremere. "Current Gain and Cutoff Frequency Falloff at High Currents," *IEEE Trans. Electron Devices*. Vol. ED-16, pp. 39—57, January 1969.
11. H.R. Camenzind. *Electronic Integrated Systems Design*. Van Nostrand Reinhold, New-York, 1972. Copyright © 1972 Litton Educational Publishing, Inc. Retipărită cu permisiunea companiei Van Nostrand Reinhold.
12. H.J. DeMan. "The Influence of Heavy Doping on the Emitter Efficiency of a Bipolar Transistor," *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. ED-18, pp. 833—835, October 1971.
13. H.C. Lin. *Integrated Electronics*. Holden-Day, San Francisco, 1967.

14. R.J. Widlar. "Design Techniques for Monolithic Operational Amplifiers," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-4, pp. 184—191, August 1969.
15. K.R. Stafford, P.R. Gray și R.A. Blanchard. "A Complete Monolithic Sample/Hold Amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-9, pp. 181—387, December 1974.
16. P.C. Davis, S.F. Moyer și V.R.Saari. "High Slew Rate Monolithic Operational Amplifier Using Compatible Complementary *pnp*'s," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-9, pp. 340—346, December 1974.
17. A.R. Alvarez. *BiCMOS Technology and Applications*. Kluwer Academic Publishers, Dordrecht. The Netherlands, 1989.
18. J.L. de Jong, Richard Lane, Bart van Schravendijk și George Conner. "Single Polysilicon Layer Advanced Super High-Speed BiCMOS Technology," *Proceedings of the IEEE Bipolar Circuits and Technology Meeting*, pp. 182—185, September 1989.



---

## ETAJE DE AMPLIFICARE CU UNUL ȘI CU DOUĂ TRANZISTOARE

Tehnologia folosită pentru fabricarea circuitelor integrate impune proiectantului de circuite un set de limitări cu totul particular legat de costul componentelor. Abordarea cea mai eficientă a unui circuit din punctul de vedere al costului este cu totul diferită în funcție de realizarea sa într-o formă monolitică sau de realizarea sa cu tranzistoare și elemente pasive<sup>1</sup> discrete.

Să considerăm, în calitate de exemplu, două posibilități de realizare a unui amplificator audio cu trei etaje care sunt indicate în fig. 3.1 și fig. 3.2.

Prima schemă reflectă o soluție, eficientă din punct de vedere al costului, în contextul utilizării componentelor discrete de circuit. Deoarece componentele pasive cum ar fi rezistoarele și capacitatoarele sunt mai ieftine decât componentele active (tranzistoarele) circuitul conține un număr minim de tranzistoare, iar cuplajul între etaje se realizează cu capacitatoare.

În cazul realizării monolitice principalul factor care determină costul îl constituie aria de siliciu utilizată. Capacitatoarele folosite în circuitele cu componente discrete au valori care nu sunt realizabile monolitic; în consecință ele trebuie să fie conectate la cip în exterior. Rezultă o creștere a numărului de terminale ale capsulei, care duce la o mărire a costului. Concluzia este clară: eliminarea capacităților mari va fi un obiectiv esențial. Din acest motiv este de dorit o realizare cu circuite cuplate în curent continuu.

A doua limitare este dată de faptul că *cea mai ieftină* componentă care se poate fabrica într-un circuit integrat este aceea care ocupă aria cea mai mică, de obicei un tranzistor. Deci va fi optimă realizarea unui circuit care conține valoarea totală de rezistență cea mai mică posibilă și cât mai multe componente active.

Circuitul din fig. 3.2 reflectă aceste constrângeri<sup>2,3</sup>. În comparație cu circuitul din fig. 3.1 el utilizează mult mai multe tranzistoare, are o valoare totală de rezistență mai mică și nu folosește capacitatoare de cuplaj. Utilizarea perechilor de tranzistoare cu cuplaj în emitor permite cuplarea directă în curent continuu între etaje, iar sursele de curent realizate cu tranzistoare asigură o polarizare care nu necesită o valoare totală mare de rezistență.

Următoarele trei capitole analizează diferitele configurații de circuit întâlnite în circuitele integrate liniare. În circuitele cu componente discrete numărul de tranzistoare este de obicei redus la minimum. În mod uzual cea mai bună strategie în ceea ce privește analiza

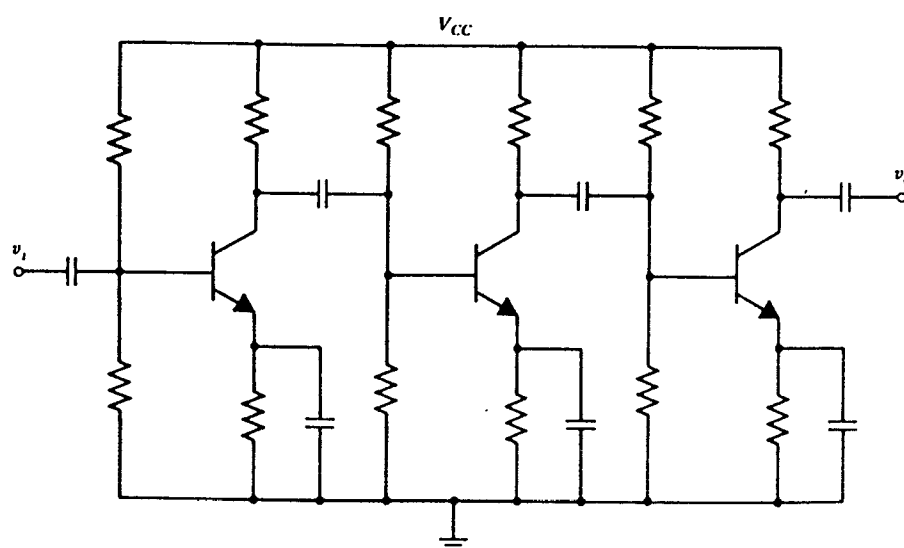


Fig. 3.1 Realizarea tipică, cu componente discrete, a unui amplificator audio.

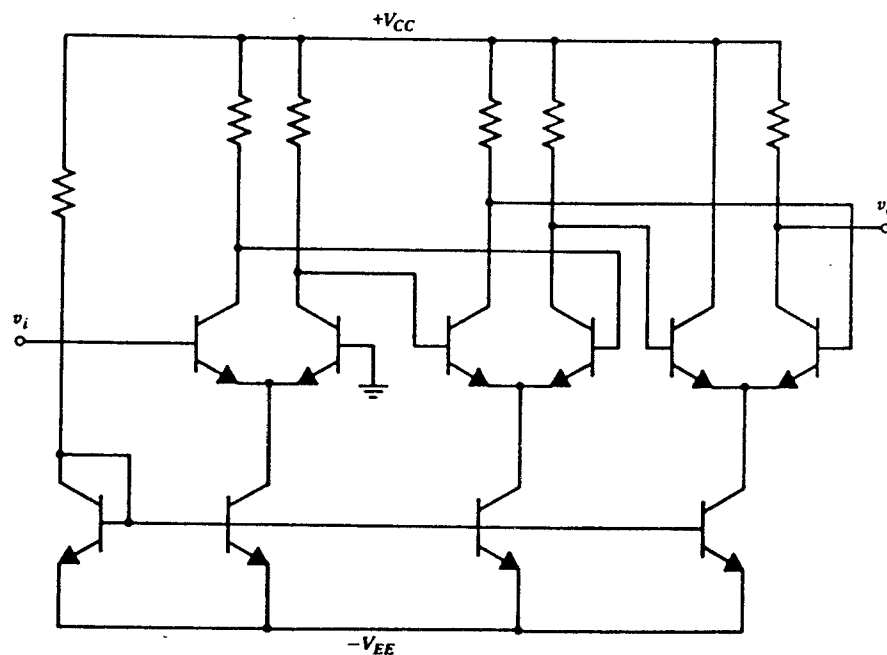


Fig. 3.2 Realizarea tipică, monolitică, a unui amplificator audio.

unor astfel de circuite este de a privi fiecare tranzistor individual ca un „etaj”, iar întregul circuit ca o reuniune de etaje cu un singur tranzistor. Un circuit monolitic tipic conține un număr mare de tranzistoare care îndeplinesc multe funcții, atât active cât și pasive. Deci va fi mult mai util ca circuitul monolitic să fie privit ca o reuniune de „subcircuite”, care realizează

funcții specifice și nu ca o reuniune de etaje individuale cu tranzistoare. În acest capitol vom considera mai întâi proprietățile de curent continuu și de joasă frecvență ale celor mai simple subcircuite — amplificatoarele cu un tranzistor cu emitorul comun, cu baza comună și cu colectorul comun, și echivalentele lor cu TEC. Apoi se vor considera trei subcircuite cu două tranzistoare care sunt utile ca etaje de amplificare. Dintre circuitele cu două tranzistoare cel mai mult utilizate sunt perechea cu cuplaj în emitor și perechea cu cuplaj în sursă care vor fi analizate pe larg.

### 3.1 SELECȚIA MODELELOR DE DISPOZITIV PENTRU ANALIZA APROXIMATIVĂ A CIRCUITELOR ANALOGICE

O mare parte din această carte se preocupă de caracteristicile proeminente ale comportării unei clase de subcircuite — de uz comun în circuitele analogice — și ale blocurilor funcționale complete care se realizează cu aceste subcircuite. Aspectele de interes sunt următoarele: tensiunile și curenții din punctul static de funcționare al circuitului, efectul neîmperecherii caracteristicilor dispozitivelor asupra acestor tensiuni și curenți, rezistențele de intrare și ieșire și câștigul în tensiune al circuitului la semnal mic, la joasă frecvență. În capitolele care urmează se va considera și comportarea de semnal mic la înaltă frecvență.

De multe ori, subcircuitul sau circuitul supus investigării este de o complexitate considerabilă. Condiția de a realiza cu succes analiza sa manuală constă în respectarea cu strictețe a unui unic principiu: alegerea pentru dispozitivele din circuit a celui mai simplu model posibil care mai asigură încă nivelul de precizie cerut. De exemplu, în cazul analizei de curent continuu, analiza manuală a circuitului se simplifică în mod major prin neglijarea unor parametri ai tranzistorului, cum ar fi rezistența de ieșire (prin neglijarea rezistenței de ieșire erorile asupra valorilor calculate ale curenților de c.c. sunt de 10—20%).

Obiectivul principal al analizei manuale rămâne totuși obținerea unei înțelegeri intuitive a factorilor care afectează comportarea circuitului astfel ca ulterior să se poată realiza o procedură iterativă de proiectare care să ducă la performanțe îmbunătățite. În orice punct al acestui ciclu comportarea circuitului se poate determina precis prin simulare pe calculator, dar fără a se mai ajunge la înțelegerea intuitivă necesară pentru proiectare.

Din păcate nu se pot formula reguli specifice în ceea ce privește alegerea pentru analiza circuitului a celor mai simple modele de dispozitiv. De exemplu, în analiza de curent continuu a circuitelor de polarizare, de cele mai multe ori este suficient să se presupună o tensiune bază-emitor constantă și să se neglijeze rezistența de ieșire a tranzistorului. Totuși unele circuite de polarizare se bazează — pentru a controla curentul de polarizare — pe relația neliniară dintre curentul de colector și tensiunea bază-emitor. În analiza unor astfel de circuite presupunerea că tensiunea  $V_{be}$  este constantă conduce la erori grosolane. Un alt exemplu este dat de analiza de curent continuu a caracteristicilor etajului cu sarcină activă (vezi *Capitolul 4*), în care — pentru a se obține rezultate semnificative — trebuie luată în considerație rezistența de ieșire. O situație asemănătoare există și pentru cazul de semnal mic.

Rezultă deci că, în fiecare analiză, o etapă cheie constă în examinarea circuitului pentru a se determina acele aspecte ale comportării tranzistorului care afectează puternic performanțele circuitului, examinare urmată apoi de simplificarea modelului pentru a include numai aceste aspecte cheie. În capitolele următoare accentul se pune tocmai pe această etapă.

### 3.2 ETAJE DE AMPLIFICARE FUNDAMENTALE CU UN TRANZISTOR

Tranzistoarele bipolare și cu efect de câmp sunt capabile să asigure amplificarea semnalelor, funcționând în trei conexiuni diferite.

În conexiunea cu emitorul comun (pentru TEC, cu sursa comună) semnalul se aplică pe baza (grila) tranzistorului, iar ieșirea — semnalul amplificat — se ia din colector (drenă). În conexiunea cu colectorul comun (pentru TEC cu drena comună) semnalul se aplică pe bază (grilă), iar ieșirea se ia din emitor (sursă). Această conexiune este denumită frecvent repetor pe emitor (în cazul circuitelor bipolare), respectiv repetor pe sursă (în cazul circuitelor cu TEC). În conexiunea cu baza comună (cu grila comună pentru TEC) semnalul se aplică pe emitor (sursă), iar ieșirea se ia din colector (drenă). Fiecare din aceste conexiuni asigură o combinație particulară de valori pentru rezistența de intrare, rezistența de ieșire, câștigul în tensiune și câștigul în curent. Analiza amplificatoarelor complexe cu mai multe etaje se poate reduce, în majoritatea cazurilor, la analiza unor etaje cu un singur tranzistor funcționând într-una sau alta din conexiunile menționate mai înainte.

După cum s-a arătat în *Capitolul 1* circuitele echivalente de semnal mic ale tranzistorului bipolar și ale TEC sunt foarte asemănătoare, deosebirile constând practic numai în valorile diferite pe care le iau unii din parametrii de semnal mic. În particular TEC au o rezistență de intrare practic infinită spre deosebire de valoarea finită a rezistenței  $r_{\pi}$  a tranzistorului bipolar. Pe de altă parte transconductanța  $g_m$  a tranzistoarelor bipolare este cu un ordin de mărime mai mare decât aceea a TEC, pentru o aceeași valoare a curentului din punctul static de funcționare. Aceste diferențe fac ca în funcție de aplicație să fie preferat unul din cele două tipuri de tranzistoare. De exemplu amplificatoarele cu o impedanță foarte mare de intrare sunt mult mai simple de realizat cu TEC decât cu tranzistoare bipolare iar valoarea mai mare a transconductanței  $g_m$  face mult mai ușoară realizarea amplificatoarelor cu câștig mare dacă se folosește tranzistoare bipolare și nu TEC. În alte aplicații se poate folosi în mod avantajos caracterul exponențial, la bipolar, sau pătratic, la TEC, al caracteristicii de semnal mare.

În prezent, după cum s-a arătat în *Capitolul 2*, există o mare diversitate de procese pentru fabricarea de circuite integrate. Astfel există procese care oferă ca dispozitive active numai tranzistoare bipolare, sau tranzistoare bipolare și TEC, sau procese MOS pure, sau procese recente BiCMOS care combină dispozitive bipolare și CMOS. Deoarece procesele mai complicate implică un număr mai mare de măști ele sunt și mai scumpe; în general proiectantul de circuite integrate va alege pentru fabricație cel mai simplu proces disponibil care încă îi mai asigură obținerea performanțelor dorite de la circuit. Proiectantul trebuie să se simtă la fel de bine indiferent de faptul că folosește tranzistoare bipolare sau TEC; el trebuie să înțeleagă asemănările și deosebirile dintre ele astfel încât să poată face o alegere pertinentă a tehnologiei.

#### 3.2.1 Conexiunea cu emitorul comun

Schema de principiu a unui amplificator cu emitorul comun (EC) cu sarcină rezistivă este indicată în fig. 3.3. Rezistorul  $R_C$  reprezintă rezistența de sarcină conectată în colector. Linia scurtă orizontală, notată  $V_{CC}$ , de la capătul de sus al rezistorului  $R_C$  indică în mod indirect că între acest punct și masă este conectată o sursă de tensiune cu valoarea  $V_{CC}$ . În această carte se va utiliza peste tot acest simbol. Pentru început vom calcula caracteristica de transfer de

curent continuu a amplificatorului, variind tensiunea de intrare de la zero spre valori pozitive.

Vom presupune că baza tranzistorului este atacată de o sursă de tensiune cu valoarea  $V_i$ . Dacă  $V_i$  este zero, tranzistorul este tăiat și nu trece decât curentul rezidual  $I_{CO}$ . Pe măsură ce tensiunea de la intrare crește tranzistorul intră în regiunea activă directă, curentul de colector fiind dat de

$$I_c = I_S \exp \frac{V_i}{V_T} \quad (3.1)$$

Circuitul echivalent pentru amplificator, atunci când tranzistorul este în regiunea activă directă, a fost dedus în Capitolul 1; el este repetat în fig. 3.4. Din cauza relației exponențiale care există între  $I_c$  și  $V_{be}$  valoarea curentului de colector este foarte mică până când tensiunea de intrare atinge o valoare de aproximativ 0,5 V. Atât timp cât tranzistorul este în regiunea activă directă, curentul de bază este egal cu curentul de colector împărțit la  $\beta_F$ :

$$I_b = \frac{I_c}{\beta_F} = \frac{I_S}{\beta_F} \exp \frac{V_i}{V_T} \quad (3.2)$$

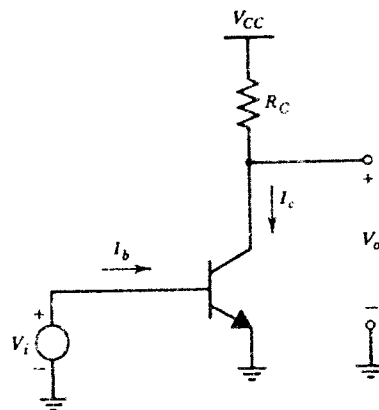


Fig. 3.3. Amplificatorul cu emitorul comun, cu sarcină rezistivă.

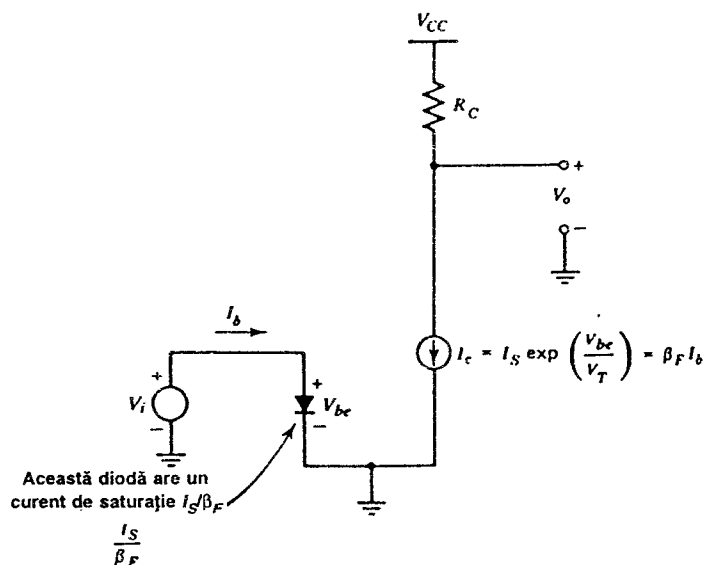


Fig. 3.4 Circuitul echivalent de semnal mare valabil în regiunea activă directă. Curentul de saturație al diodei echivalente bază-emitor este  $I_S/\beta_F$ .

Tensiunea de la ieșire este egală cu tensiunea sursei de alimentare,  $V_{CC}$ , minus căderea de tensiune pe rezistorul din colector:

$$V_o = V_{CC} - I_c R_C = V_{CC} - R_C I_s \exp \frac{V_i}{V_T} . \quad (3.3)$$

Atunci când tensiunea de la ieșire se apropie de zero, joncțiunea colector-bază a tranzistorului ajunge să fie polarizată direct, tranzistorul intrând în regiunea de saturație. Odată cu intrarea în saturație tensiunea de la ieșire nu mai scade, ci atinge o valoare aproape constantă. Totuși odată cu creșterea tensiunii  $V_i$ , dincolo de saturație, curentul de bază continuă să crească. În aplicațiile practice valoarea limitată a curentului disponibil de la sursa de semnal care atacă amplificatorul preîntâmpină creșterea ulterioară a tensiunii  $V_i$  (din cauza valorii mari care ar fi necesară pentru curentul de bază). În fig. 3.5 sunt trasate tensiunea de la ieșire și curentul de bază în funcție de tensiunea de la intrare. Se observă că atunci când tranzistorul se află în regiunea activă directă variații mici ale tensiunii de la intrare dau naștere la variații mari ale tensiunii de la ieșire. Deci circuitul asigură un *câștig în tensiune*. În continuare vom calcula câștigul în tensiune în regiunea activă directă.

Dacă pentru determinarea caracteristicilor de transfer de curent continuu era potrivit modelul de semnal mare al tranzistorului, calcularea parametrilor care caracterizează funcționarea incrementală — cum ar fi, de exemplu, câștigul în tensiune — se poate face mai eficient utilizând modelul de semnal mic  $\pi$ -hibrid, descris în *Capitolul 1*.

Circuitul echivalent de semnal mic pentru amplificatorul cu emitorul comun este prezentat în fig. 3.6. În acest circuit s-a neglijat rezistența  $r_b$  deoarece s-a presupus că este mult mai mică decât rezistența  $r_\pi$ . De asemenea s-a neglijat rezistența  $r_\mu$ . Circuitul nu include rezistența sursei de semnal și rezistența de sarcină conectată la ieșirea amplificatorului. Rezistorul din colector,  $R_C$ , este inclus deoarece în mod obișnuit el este prezent într-o formă oarecare, ca element de polarizare.

În continuare, obiectivul îl constituie caracterizarea amplificatorului intrinsec, astfel încât valoarea câștigului în tensiune să poată fi apoi calculată în condiții de încărcare arbitrară la intrare și la ieșire. Pentru realizarea acestui obiectiv vom calcula rezistența de intrare de semnal mic, transconductanța și rezistența de ieșire a circuitului. Dacă circuitul este aproximativ unilateral, așa cum este cazul amplificatorului cu emitorul comun, performanțele sale — presupunând o combinație particulară de rezistență de sarcină și rezistență de generator — se pot evalua prin folosirea diportului echivalent cu parametri admitanță, ilustrat în fig. 3.7.

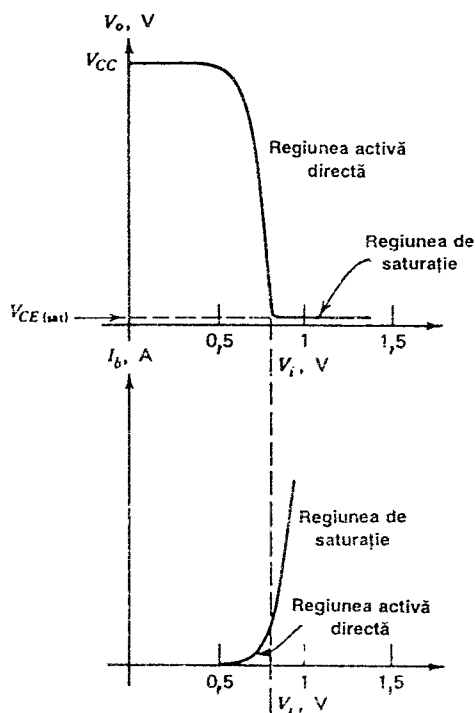


Fig. 3.5 Dependenta tensiunii de la ieșire și a curentului de bază în funcție de tensiunea de la intrare  $V_i$  pentru circuitul cu emitorul comun.

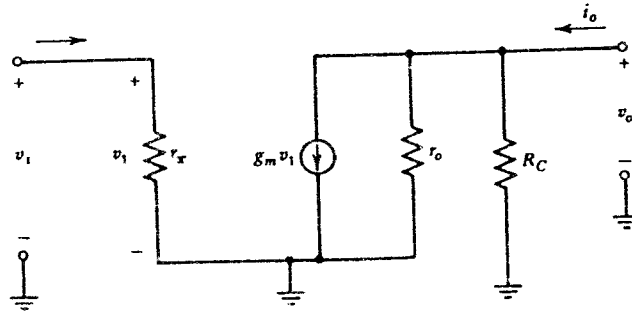


Fig. 3.6 Circuitul echivalent de semnal mic al amplificatorului EC.

Transconductanța  $G_m$  reprezintă raportul dintre variația curentului de scurtcircuit de la ieșire și variația tensiunii de la intrare. Pentru un amplificator EC

$$G_m = g_m. \quad (3.4)$$

Rezistența de intrare este rezistența echivalentă Thévenin care se vede la bornele de intrare:

$$R_i = r_\pi. \quad (3.5)$$

Rezistența de ieșire este rezistența echivalentă Thévenin care se vede la bornele de ieșire, cu intrarea în scurtcircuit:

$$R_o = R_C \parallel r_o. \quad (3.6)$$

Ținând cont de aceste rezultate amplificatorul cu emitorul comun poate fi reprezentat prin diportul indicat în fig. 3.7.

Dacă la ieșire nu este conectată nici o sarcină, tensiunea de la ieșire va fi dată de

$$v_o = -G_m v_i R_o = -g_m (r_o \parallel R_C) v_i. \quad (3.7)$$

Rezultă câștigul în tensiune, în gol (sau câștigul fără încărcarea amplificatorului):

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_m (r_o \parallel R_C). \quad (3.8)$$

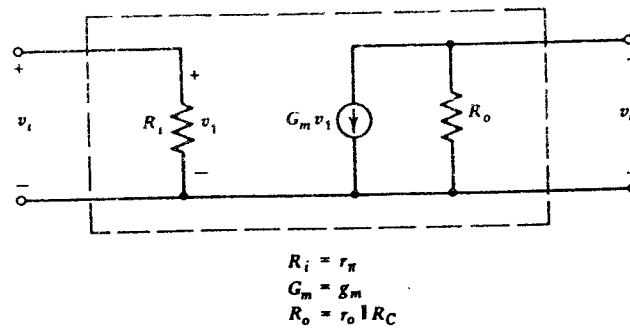


Fig. 3.7 Reprezentarea printr-un diport a proprietăților de semnal mic ale amplificatorului cu emitorul comun.

Se observă că, în cazul în care rezistorul de sarcină din colector are valori foarte mari, câștigul în tensiune,  $a_v$ , devine

$$\lim_{R_C \rightarrow \infty} a_v = -g_m r_o = -\frac{1}{\eta} \quad (3.9)$$

mărima  $\eta$  fiind definită în (1.113). Pentru tranzistoare *nnp* tipice această valoare a câștigului este de aproximativ  $5 \times 10^3$  și reprezintă câștigul maxim care se poate obține la joasă frecvență de la un tranzistor. Al doilea parametru de interes, care poate fi calculat din reprezentarea ca diport a amplificatorului, este *câștigul în curent în scurtcircuit*,  $a_i$ , definit de raportul  $i_o/i_i$  cu ieșirea scurtcircuitată. Pentru amplificatorul cu emitorul comun se obține

$$a_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{G_m v_i}{\frac{v_i}{R_i}} = g_m r_{\pi} = \beta_0. \quad (3.10)$$

### ■ EXEMPLU

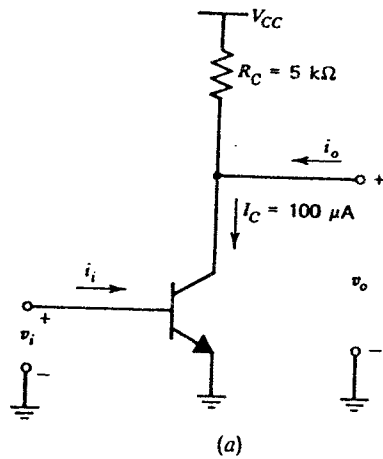


Fig. 3.8a Schema amplificatorului considerat în exemplul de pe această pagină.

(a) Să se determine rezistența de intrare, rezistența de ieșire, câștigul în tensiune și câștigul în curent pentru amplificatorul cu emitorul comun din fig. 3.8a. Se va presupune că  $I_C = 100 \mu A$ ,  $\beta_0 = 100$ ,  $r_b = 0$  și  $r_o = \infty$ .

Soluție:

$$R_{in} = r_{\pi} = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{100 \mu A / 26 \text{ mV}} = 26 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{out} = R_C = 5 \text{ k}\Omega,$$

$$a_v = -g_m R_C = -\frac{100 \mu A}{26 \text{ mV}} \times 5 \text{ k}\Omega = -19,2,$$

$$a_i = \beta_0 = 100.$$

(b) Să se calculeze câștigul în tensiune al circuitului din fig. 3.8b. Se va presupune că bateria  $V_{polarizare}$  a fost reglată astfel încât  $I_C$  să rămână la valoarea anterioară de  $100 \mu A$ .

$$v_i = v_s \frac{R_i}{R_s + R_i},$$

$$v_o = -G_m v_i (R_o \parallel R_L) = -G_m \frac{R_i}{R_s + R_i} (R_o \parallel R_L) v_s,$$

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{1}{260 \Omega} \frac{26 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 5 \text{ k}\Omega} \frac{10 \text{ k}\Omega \times 5 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 5 \text{ k}\Omega} = -7,25.$$



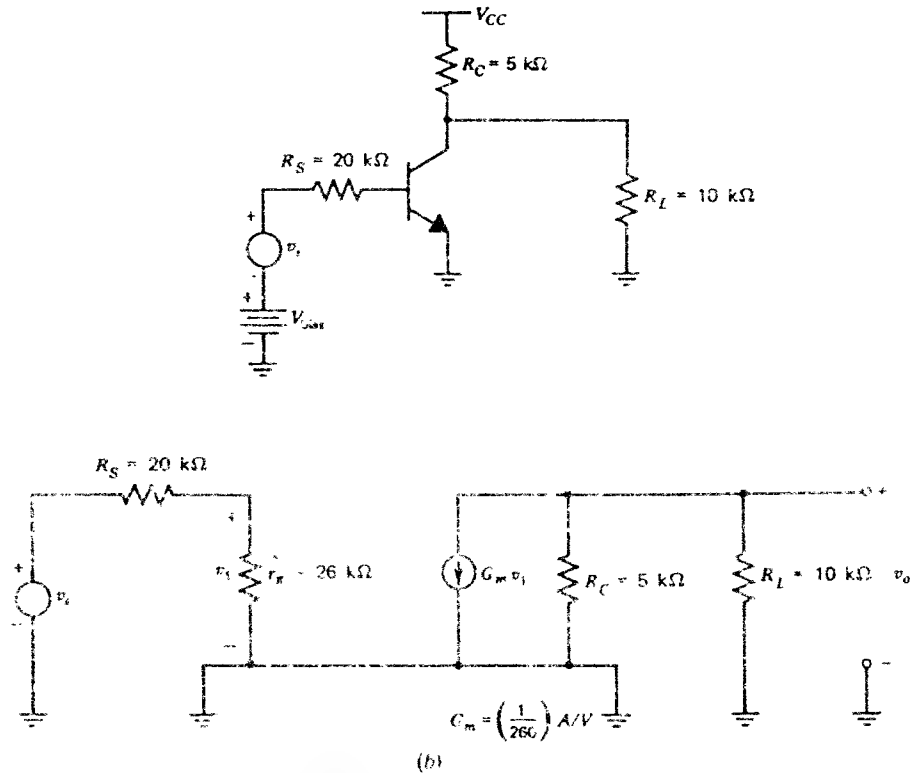


Fig. 3.8b Circuitul pentru calculul câștigului în tensiune cu valorile tipice ale rezistențelor de sursă și sarcină.

### 3.2.2 Conexiunea cu sursa comună

Conexiunea cu sursa comună cu sarcină rezistivă este prezentată în fig. 3.9; tranzistorul utilizat este NMOS

La fel ca și în cazul tranzistorului bipolar la  $V_i = 0$  TEC este tăiat, deci  $I_D = 0$  și  $V_o = V_{DD}$ . Pe măsură ce  $V_i$  crește depășind  $V_t$  începe să curgă curentul de drenă și TEC intră în regiunea activă directă. Folosind modelul de semnal mare pentru TEC din fig. 1.30 și relația 1.175 se găsește

$$V_o = V_{DD} - I_D R_D, \quad (3.11)$$

$$V_o = V_{DD} - \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} R_D (V_i - V_t)^2. \quad (3.12)$$

Tensiunea de la ieșire,  $V_o = V_{DS}$ , scade pe măsură ce tensiunea  $V_i$  crește până în momentul în care TEC intră în regiunea de tip triodă, unde rezistența sa de ieșire devine mică fapt care, la fel ca și în cazul tranzistorului bipolar, face ca valoarea câștigului

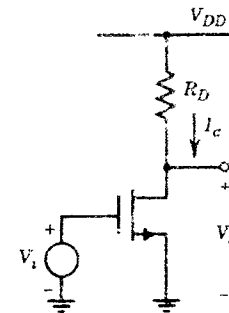


Fig. 3.9 Amplificator cu sursa comună cu sarcină rezistivă.

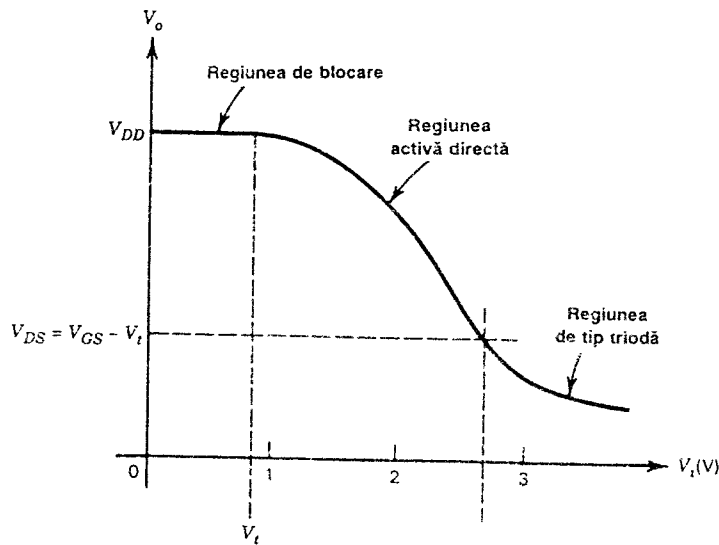


Fig. 3.10 Dependența tensiunii de la ieșire în funcție de tensiunea de la intrare pentru circuitul cu sursa comună.

în tensiune să scadă spectaculos. Aceste concluzii sunt ilustrate în graficul tipic din fig. 3.10. De observat că valoarea câștigului în tensiune (panta caracteristicii) a TEC în regiunea activă directă este mult mai mică decât în cazul tranzistorului bipolar, ca urmare regiunea activă directă se extinde pentru etajul cu TEC pe o gamă mult mai largă de valori ale tensiunii  $V_i$  în comparați cu etajul cu tranzistor bipolar. În regiunea de tip triodă caracteristica de transfer se poate calcula înlocuind (1.173) în (3.11).

Câștigul în tensiune la semnal mic pentru etajul cu TEC se calculează într-o modalitate asemănătoare cu aceea folosită la etajul cu tranzistor bipolar. Circuitul echivalent de semnal mic este topologic echivalent, astfel că rezultatele din fig. 3.7 se aplică făcând  $R_i = \infty$ . Aceasta înseamnă și că valoarea câștigului în curent este infinită. De observat că deoarece sursa și substratul sunt la masă în curent alternativ,  $v_{bs} = 0$  și generatorul  $g_{mb}$  din fig. 1.39 este inactiv. La fel ca mai înainte valoarea maximă a câștigului în tensiune care se poate obține cu un singur etaj (rezistența de sarcină  $R_p$  este făcută foarte mare) este dat de

$$\lim_{R_p \rightarrow \infty} a_i = -g_m r_o. \quad (3.13)$$

În cazul TEC,  $g_m$  variază ca  $\sqrt{I_D}$  (vezi relația 1.185) iar  $r_o$  ca  $I_D^{-1}$  (vezi relația 1.193). Din (3.13) rezultă că valoarea maximă a câștigului în tensiune pe un etaj variază ca  $1/\sqrt{I_D}$  spre deosebire de cazul tranzistorului bipolar unde câștigul maxim era independent de curent. Un grafic tipic pentru dependența valorii maxime a câștigului în tensiune în funcție de curentul de drenă pentru TECMOS este dat în fig. 3.11. La curenți foarte mici câștigul atinge o valoare constantă comparabilă cu aceea de la tranzistorul bipolar. Aceasta este regiunea de conducție sub prag în care caracteristica de transfer pătratică nu mai este valabilă. După cum s-a arătat în Secțiunea 1.10 la curenți foarte mici caracteristicile tind să devină exponențiale arătând la fel cu acelea ale tranzistorului bipolar.

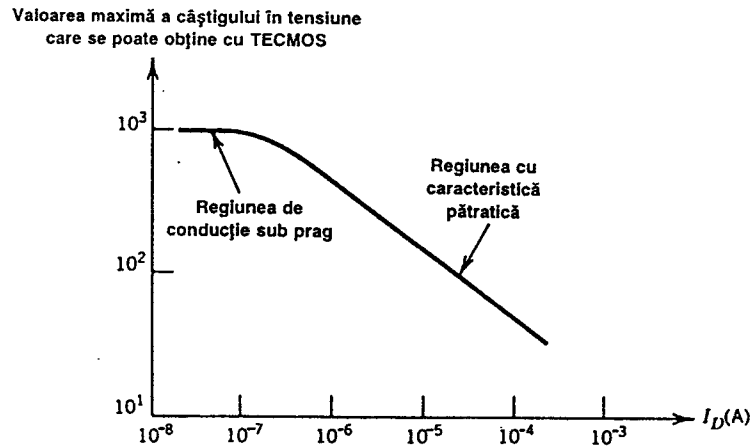


Fig. 3.11 Variația tipică a câștigului în tensiune al unui etaj cu TECMOS în funcție de valoarea curentului de drenă din punctul static de funcționare.

Valoarea limită a câștigului dată de relația 3.13 se poate exprima — folosind (1.175), (1.181) și (1.185) — și sub una din formele următoare:

$$g_m r_o = \frac{g_m}{I_D} V_A = \frac{2L_{ef}}{V_{GS} - V_t} \left[ \frac{dX_d}{dV_{DS}} \right]^{-1} \quad (3.13a)$$

### ■ EXEMPLU

Să se determine câștigul în tensiune al amplificatorului cu sursa comună din fig. 3.9 știind că:  $V_{DD}=5$  V,  $R_D=5$  k $\Omega$ ,  $\mu_n C_{ox}=40$   $\mu$ A/V<sup>2</sup>,  $W=100$   $\mu$ m,  $L=10$   $\mu$ m,  $V_t=0,8$  V,  $\lambda=0$ . Se vor considera două valori ale tensiunii din punctul static de funcționare,  $V_i$ : 2 V și 2,5 V.

Pentru  $V_i=2$  V din (1.185) se obține:

$$g_m = 40 \times 10^{-6} \times 10 (2 - 0,8) = 480 \text{ } \mu\text{A/V}$$

deci

$$a_v = -g_m R_D = -2,4.$$

(Înainte de utilizarea acestei relații trebuie verificat că  $V_{DS}$  este mai mare decât  $(V_{GS}-V_t)$  sau, cu alte cuvinte, că tranzistorul se află în regiunea activă directă).

Pentru  $V_i=2,5$  V se obține:

$$g_m = 40 \times 10^{-6} \times 10 (2,5 - 0,8) = 680 \text{ } \mu\text{A/V}$$

deci

$$a_v = -g_m R_D = -3,4.$$

De remarcat valorile mici care rezultă pentru câștig în comparație cu cele din exemplul cu tranzistor bipolar.

### 3.2.3 Conexiunea cu baza comună

În conexiunea cu baza comună (BC)<sup>4</sup>, semnalul este aplicat pe emitorul tranzistorului, iar ieșirea se face din colector. Baza este legată — din punct de vedere al regimului de curent alternativ — la masă. Schema conexiunii cu baza comună este indicată în fig. 3.12.

Deși această conexiune nu este utilizată la fel de mult ca aceea cu emitorul comun, ea are unele caracteristici care o fac utilă în anumite aplicații. În această secțiune vom calcula pentru etajul cu baza comună câștigul la semnal mic, rezistența de intrare și rezistența de ieșire.

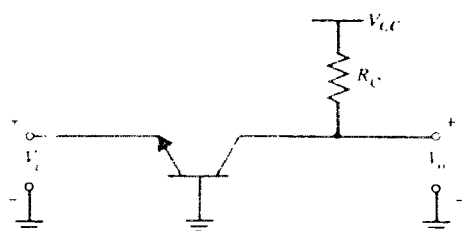


Fig. 3.12 Amplificatorul tipic cu baza comună.

Modelul  $\pi$ -hibrid asigură o reprezentare corectă a comportării de semnal mic a tranzistorului, independentă de configurația circuitului. Pentru etajul cu baza comună însă, modelul  $\pi$ -hibrid este oarecum greu de utilizat deoarece generatorul dependent de curent de colector este conectat între terminalele de intrare și ieșire<sup>4</sup>. Analiza etajelor cu baza comună poate fi realizată mult mai convenabil dacă modelul se modifică după cum se arată în fig. 3.13.

Pentru a transforma modelul de semnal mic  $\pi$ -hibrid din fig. 3.13a într-unul controlat de curentul de emitor, să observăm pentru început că curentul generatorului curge de la terminalul colectorului spre terminalul emitorului. Comportarea circuitului nu se schimbă dacă se înlocuiește această sursă de curent — după cum se arată în fig. 3.13b — cu două surse de aceeași valoare, una debitând de la colector spre bază, iar cealaltă de la bază spre emitor. Deoarece curentul trimis spre bază de o sursă este egal cu curentul scos de cealaltă sursă, funcționarea acestui circuit nu diferă de aceea a circuitului original. Observând că sursa dependentă de curent dintre bază și emitor este controlată chiar de diferența de potențial dintre bornele sale, rezultă că această sursă se poate înlocui cu un rezistor de valoare  $1/g_m$ . Această rezistență apare în paralel cu rezistența  $r_\pi$ . Combinația paralel a rezistențelor  $1/g_m$  și  $r_\pi$  se numește rezistența emitorului,  $r_e$ :

$$r_e = \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi}} = \frac{1}{g_m \left(1 + \frac{1}{\beta_0}\right)} = \frac{\alpha_0}{g_m}. \quad (3.14)$$

Noul circuit echivalent, denumit modelul T — indicat în fig. 3.13c — se comportă din punctul de vedere al curenților și tensiunilor de la terminale exact la fel ca modelul  $\pi$ -hibrid. Utilizarea sa este însă mult mai convenabilă în calculele pentru conexiunea cu baza comună, în particular atunci când se poate neglija rezistența  $r_o$ . În cazul în care  $r_o$ ,  $r_\mu$  și  $r_b$  sunt neglijabile, modelul se reduce la forma simplă dată în fig. 3.10d. Acest model nu include nici un fel de efecte dependente de frecvență.

Prin utilizarea modelului T circuitul echivalent de semnal mic al etajului cu baza comună capătă forma din fig. 3.14. Valoarea rezistenței de ieșire,  $r_o$ , s-a presupus mare în comparație cu valoarea rezistorului  $R_C$ . În plus vom presupune deocamdată că și rezistența  $r_b$  este mică.

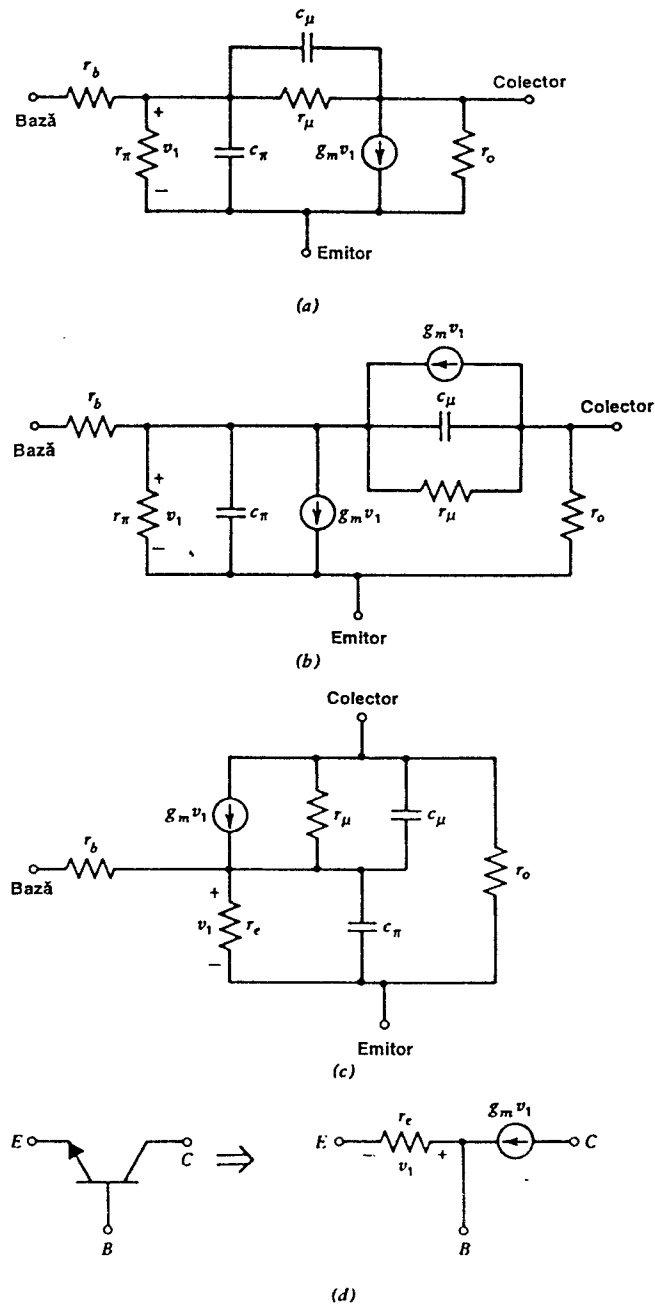


Fig. 3.13 Obținerea din modelul în  $\pi$ -hibrid a modelului în T, controlat de curentul de emitor. (a) Modelul în  $\pi$ -hibrid. (b) Sursa de curent  $g_m v_1$  se transformă în două surse de curent în serie, iar nodul dintre ele se leagă apoi la bază. În acest fel valoarea curentului de bază rămâne nemodificată. (c) Sursa de curent dintre bază și emitor se convertește într-un rezistor, cu valoarea  $1/g_m$ . (d) Modelul în T pentru frecvențe joase, neglijându-se rezistențele  $r_o$ ,  $r_\mu$  și elementele care stochează sarcină.

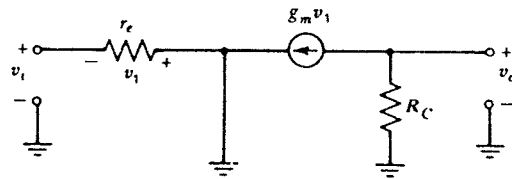


Fig. 3.14 Circuitul echivalent de semnal mic al etajului cu baza comună: rezistențele  $r_o$ ,  $r_b$ ,  $r_\pi$  s-au presupus neglijabile.

Prin utilizarea modelului T circuitul echivalent de semnal mic al etajului cu baza comună capătă forma din fig. 3.14. Rezistența de ieșire,  $r_o$ , s-a presupus mare în comparație cu  $R_C$ . În plus, deocamdată, vom presupune și că rezistența  $r_b$  este mică.

Transconductanța cu ieșirea în scurtcircuit rezultă din examinarea fig. 3.11:

$$G_m = g_m. \quad (3.15)$$

Rezistența de intrare este chiar  $r_e$ :

$$R_i = r_e. \quad (3.16)$$

Rezistența de ieșire este dată de:

$$R_o = R_C. \quad (3.17)$$

Făcând apel la acești parametri se obțin următoarele expresii pentru câștigul în tensiune cu ieșirea în gol și pentru câștigul în curent cu ieșirea în scurtcircuit:

$$a_v = G_m R_o = g_m R_C, \quad (3.18)$$

$$a_i = G_m R_i = g_m r_e = \alpha_0. \quad (3.19)$$

Circuitul de semnal mic pentru etajul cu baza comună sub forma diportului echivalent este indicat în fig. 3.15a. Până acum s-a presupus că rezistența  $r_b$  este neglijabilă. În realitate, dacă etajul cu baza comună funcționează la nivele de curent suficient de mari, rezistența bazei are un efect semnificativ asupra valorilor transconductanței și rezistenței de intrare. Recalcularea acestor parametri în condițiile în care se ține seama de efectele date de  $r_b$  conduce la următoarele expresii:

$$G_m = g_m \frac{1}{1 + \frac{r_b}{r_\pi}}, \quad (3.20)$$

$$R_i = \frac{\alpha_0}{g_m} \left[ 1 + \frac{r_b}{r_\pi} \right]. \quad (3.21)$$

Din aceste expresii rezultă că trebuie să se țină cont de efectele date de  $r_b$  la bazele n-ee dacă valoarea curentului de colector este suficient de mare, astfel încât  $r_\pi$  să fie comparabil cu  $r_b$ . Dacă, de exemplu,  $r_b = 100 \, \Omega$  și  $\beta = 100$ , valoarea curentului de colector la care rezistențele  $r_\pi$  și  $r_b$  sunt egale este de 26 mA.

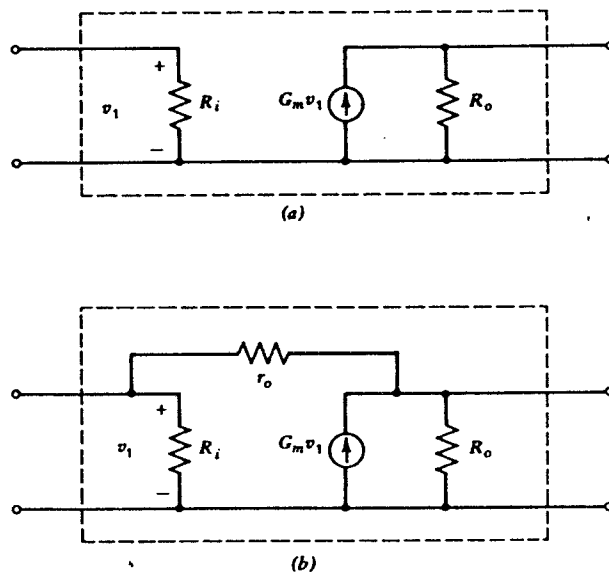


Fig. 3.15 (a) Diportul echivalent de semnal mic pentru etajul BC.  $R_i = r_e$ ,  $G_m = g_m$ ,  $R_o = R_C$ . Efectele date de rezistența  $r_o$  s-au neglijat. (b) Includerea în circuitul echivalent BC a rezistenței de ieșire a tranzistorului.

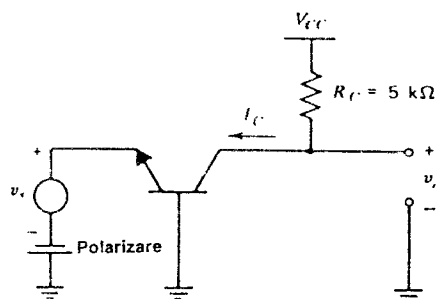
În deducerea expresiilor anterioare pentru  $G_m$ ,  $R_i$  și  $R_o$  s-au neglijat efectele date de rezistența  $r_o$ . Pentru a se putea calcula corect valoarea rezistenței de ieșire a amplificatorului, în cazul în care  $R_C$  este mare, fiind comparabil cu  $r_o$ , este necesar ca în modelul de semnal mic să fie inclusă și rezistența  $r_o$ . Deoarece  $r_o$  este conectată de la ieșirea amplificatorului înapoi spre intrare, ea face ca circuitul să nu mai fie unilateral, reacția prin  $r_o$  modificând atât rezistența de intrare cât și rezistența de ieșire. Probabil că metoda cea mai convenabilă de includere a efectelor date de rezistența  $r_o$  se află în utilizarea diportului echivalent din fig. 3.15b, în care circuitului echivalent i s-a adăugat rezistența de ieșire.

Comparația cu conexiunea cu emitorul comun arată că în cazul etajului cu baza comună impedanța de intrare este mai mică cu un factor  $\beta_0$  iar câștigul în curent, ieșire/intrare, este subunitar. Valoarea subunitară a acestui câștig face nepractică conectarea în cascadă a etajelor cu baza comună, în afara cazului în care se utilizează un transformator de cuplaj între etaje. Un alt mod de a privi această situație rezultă din observația că la conectarea în cascadă a etajelor cu baza comună există o severă nepotrivire de impedanțe între ieșirea unui etaj și intrarea următorului, impedanța de intrare fiind foarte mică, iar cea de ieșire mare.

Cu toate acestea utilizarea etajelor cu baza comună se justifică din două motive. Primul este dat de absența la înaltă frecvență a reacției de la ieșire spre intrare, pe care în etajul cu emitorul comun o introducea capacitatea colector-bază. Această reacție — după cum se va arăta în *Capitolul 7* — poate fi importantă în proiectarea amplificatoarelor de înaltă frecvență. Al doilea motiv constă în faptul că etajul cu baza comună poate atinge, în cazul limită în care  $R_C \rightarrow \infty$ , o valoare mult mai mare a rezistenței de ieșire în comparație cu etajul cu emitorul comun (vezi *Capitolul 4*). Ca urmare, tranzistorul conectat cu bază comună se poate utiliza ca sursă de curent, cu o valoare a curentului aproape independentă de căderea de tensiune de la borne.

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze rezistența de intrare, rezistența de ieșire și câștigul în tensiune pentru amplificatorul cu baza comună din fig. 3.16. Se va presupune  $\beta_0 = 100$ ,  $r_{be} = \infty$  și  $I_{CQ} = 100 \mu\text{A}$ .



Soluție:

$$R_{in} = \frac{\alpha_0}{g_m} = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0} \frac{1}{g_m} = \frac{0,99}{100 \mu\text{A} / 26 \text{ mV}}$$

$$\approx 260 \Omega,$$

$$R_{out} = R_C = 5 \text{ k}\Omega,$$

$$a_v = g_m R_C = 19,2.$$

Fig. 3.16 Amplificatorul cu baza comună considerat în acest exemplu.

### 3.2.4 Conexiunea cu grila comună

Conexiunea cu grila comună este din punct de vedere al funcționalității foarte asemănătoare cu conexiunea cu baza comună. În fig. 3.17 este prezentat un circuit tipic, iar în fig. 3.18 schema sa echivalentă de semnal mic la joasă frecvență.

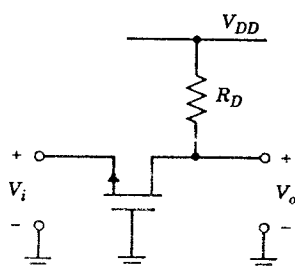


Fig. 3.17 Schema conexiunii cu grila comună.

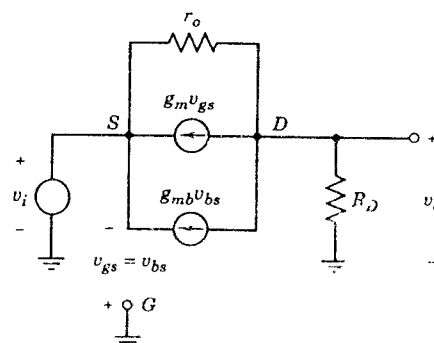


Fig. 3.18 Circuitul echivalent de semnal mic pentru conexiunea cu grila comună.

Se observă că ambele generatoare sunt acum active; deoarece presupunem că în curent alternativ substratul este la masă, rezultă  $v_{bs} = v_{gs}$ . (În tehnologiile CMOS care folosesc un substrat de tip  $p$  tranzistoarele PMOS sunt realizate într-o vană de tip  $n$ , care este de fapt substratul acestor tranzistoare. Dacă un etaj PMOS cu grila comună este format într-o vană individuală și dacă această vană este legată la substrat, atunci  $v_{bs} = 0$  și generatorul  $g_{mb}$  este inactiv).



Revenind la fig 3.18 se constată că cele două generatoare sunt în paralel. Este ușor de arătat că se aplică reprezentarea prin circuitul echivalent din fig. 3.15 în care

$$R_i = \frac{1}{g_m + g_{mb}} , \quad (3.22)$$

$$G_m = g_m + g_{mb} , \quad (3.23)$$

$$R_o = R_D . \quad (3.24)$$

### 3.2.5 Conexiunea cu colectorul comun (repetorul pe emitor)

Conexiunea cu colectorul comun este indicată în fig. 3.19a. Trăsătura caracteristică a acestei conexiuni este aceea că semnalul se aplică pe bază, iar ieșirea se ia din emitor<sup>4</sup>.

Modelul de semnal mic pentru tranzistor care se potrivește în acest caz este modelul  $\pi$ -hibrid, circuitul echivalent fiind prezentat în fig. 3.19b. Trebuie observat că în această conexiune tranzistorul nu este unilateral și ca urmare, rezistența de intrare depinde de rezistența de sarcină,  $R_L$ , iar rezistența de ieșire de rezistența de generator,  $R_S$ . Din acest motiv în cazul de față caracterizarea repetorului pe emitor prin diportul echivalent corespunzător nu este utilă pentru o înțelegere intuitivă și o analiză de prim ordin. Ca urmare, circuitul repetorului pe emitor dat în fig. 3.19b va fi analizat direct, ținându-se cont și de rezistența de generator și de cea de sarcină. Adunând curenții în nodul de la ieșire, se găsește

$$\frac{v_s - v_o}{R_S + r_\pi} + \beta_0 \frac{v_s - v_o}{R_S + r_\pi} - \frac{v_o}{R_L} = 0 \quad (3.25)$$

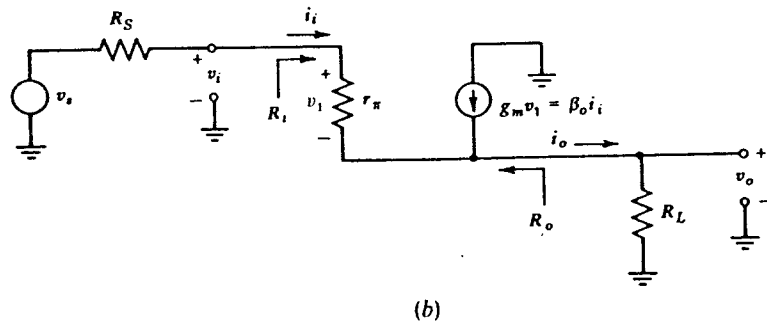


Fig. 3.19a Schema conexiunii cu colectorul comun.

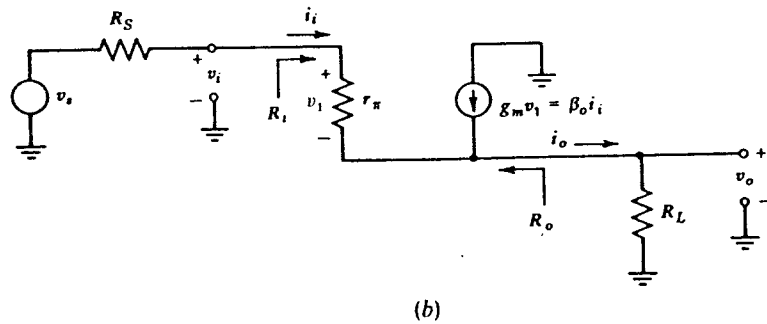


Fig. 3.19b Circuitul echivalent de semnal mic al repetorului pe emitor în care s-au inclus  $R_L$  și  $R_S$ .

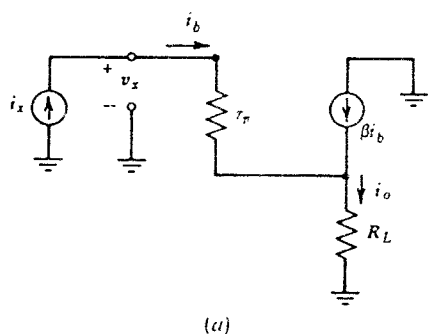


Fig. 3.20a Circuit pentru calculul rezistenței de intrare a repetorului pe emitor.

deoarece în calculele pentru  $v_o/v_i$  s-a inclus rezistența de generator.

Rezistența  $R_i$  se calculează îndepărtând sursa de semnal, punând în locul ei între terminalele de intrare o sursă de curent de test,  $i_x$ , și calculând apoi tensiunea  $v_x$  care rezultă la bornele sursei de test. Circuitul utilizat pentru realizarea acestor calcule este dat în fig. 3.20a. Curentul care trece prin rezistența de sarcină  $R_L$  este dat de

$$i_o = i_x + \beta_0 i_x. \quad (3.27)$$

Tensiunea  $v_x$  este

$$v_x = i_x r_\pi + R_L (i_x + \beta_0 i_x) \quad (3.28)$$

și ca urmare

$$R_i = \frac{v_x}{i_x} = r_\pi + R_L (\beta_0 + 1). \quad (3.29)$$

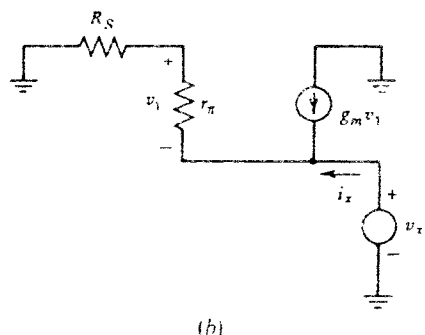


Fig. 3.20b Circuit pentru calculul rezistenței de ieșire a repetorului pe emitor

din care rezultă

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{1}{1 + \frac{R_s + r_\pi}{(\beta_0 + 1)R_L}}. \quad (3.26)$$

În cazul în care rezistența bazei,  $r_b$ , este importantă ea se adaugă direct la  $R_s$  în expresia 3.26.

Câștigul în tensiune este întotdeauna subunitar având o valoare apropiată de unitate dacă  $\beta_0 R_L \gg R_s + r_\pi$ , inegalitate care descrie situația normală întâlnită în circuitele practice. Se observă că mărimea  $v_o/v_s$ , calculată mai înainte, nu este analogă mărimii  $a_v$  de la etajele cu emitorul comun și cu baza comună

O proprietate generală a repetoarelor pe emitor este aceea că rezistența care se vede privind în bază este egală cu  $r_\pi$  plus valoarea rezistenței de semnal mic din emitor înmulțită cu  $(\beta_0 + 1)$ .

Rezistența de ieșire este dată de rezistența echivalentă Thévenin, care se vede privind spre terminalele de ieșire, după ce s-a îndepărtat rezistența de sarcină,  $R_L$ . Calculul rezistenței de ieșire se poate face fie prin introducerea unui curent de test și determinarea tensiunii care rezultă, fie prin aplicarea unei tensiuni de test și determinarea curentului. În cazul nostru, calculul este mai simplu dacă se aplică o tensiune de test,  $v_x$  (vezi fig. 3.20b).

Tensiunea  $v_i$  este dată de

$$v_i = -v_x \frac{r_\pi}{r_\pi + R_S} \quad (3.30)$$

Curentul total la ieșire,  $i_x$ , este

$$i_x = \frac{v_x}{r_\pi + R_S} + g_m v_x \frac{r_\pi}{r_\pi + R_S} \quad (3.31)$$

și ca urmare

$$R_o = \frac{v_x}{i_x} = \frac{r_\pi + R_S}{1 + \beta_0} \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R_S}{1 + \beta_0} \quad (3.32)$$

Rezistența care se vede la ieșire este deci rezistența din bază împărțită prin  $(\beta_0 + 1)$  la care se adaugă  $1/g_m$ .

În concluzie rezultă că repetorul pe emitor are o impedanță de intrare mare, o impedanță de ieșire mică și un câștig în tensiune aproape unitar.

Utilizarea curentă a repetorului pe emitor este aceea de transformator de impedanță, eliminându-se astfel încărcarea sursei de semnal care îl precede, de către impedanța mică de intrare a etajului următor. Repetorul pe emitor se poate folosi și ca etaj, cu câștig unitar, de decalare a nivelului de curent continuu, deoarece tensiunea de curent continuu de la ieșire este decalată cu  $V_{BE(on)}$ .

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze rezistența de intrare, rezistența de ieșire și câștigul în tensiune pentru repetorul pe emitor din fig. 3.20c. Se va presupune că  $\beta_0 = 100$ ,  $r_b = 0$ ,  $r_o = \infty$  și  $I_C = 100 \mu A$ .

*Soluție:*

$$R_i = r_\pi + R_L(\beta_0 + 1) = 26 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega \times 101 = 127 \text{ k}\Omega ,$$

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{1}{1 + \frac{r_\pi + R_S}{(\beta_0 + 1)R_L}} = \frac{1}{1 + \frac{26 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega}{101 \times 1 \text{ k}\Omega}} = 0,79 ,$$

$$R_o = \frac{R_S + r_\pi}{1 + \beta_0} = \frac{1 \text{ k}\Omega + 26 \text{ k}\Omega}{101} = 270 \Omega .$$

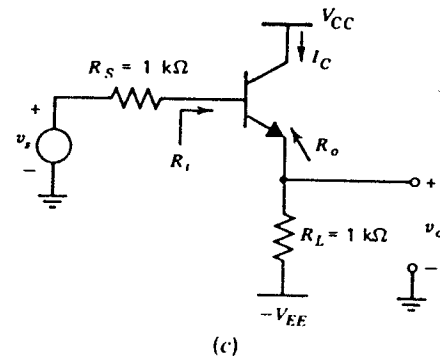


Fig. 3.20c Repetorul pe emitor considerat în acest exemplu.

### 3.2.6 Conexiunea cu drena comună (repetorul pe sursă)

Schema repetorului pe sursă este prezentată în fig. 3.21, iar circuitul său echivalent de semnal mic, în care s-a neglijat  $r_o$ , în fig. 3.22.

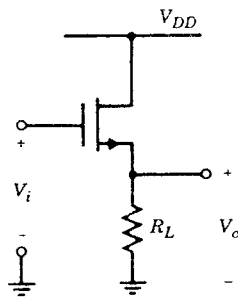


Fig. 3.21 Conexiunea cu drena comună.

Facem din nou observația că într-o tehnologie CMOS tranzistorul format în vană poate avea vana legată la sursă astfel că în acest caz  $v_{bs}=0$  și generatorul  $g_{mb}$  este inactiv.

Urmărind fig. 3.22 se poate scrie

$$v_i = v_{gs} + v_c, \quad (3.33)$$

$$g_m v_{gs} - g_{mb} v_o - \frac{v_o}{R_L} = 0 \quad (3.34)$$

și rezultă

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb} + \frac{1}{R_L}}. \quad (3.35)$$

Din (3.35) se constată că există o diferență semnificativă între repetorul cu tranzistor bipolar și cel cu TECMOS. În condițiile în care rezistența de sarcină  $R_L$  este mare,

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb}} = \frac{1}{1 + \chi}. \quad (3.36)$$

Deoarece  $\chi \approx 0,2$  în cazul repetorului pe sursă câștigul nu este la fel de bine specificat ca și în cazul repetorului pe emitor, care în condițiile unei rezistențe  $R_L$  mari tinde spre o valoare precisă, egală cu unitatea. (Dacă acest fapt constituie o problemă, ea poate fi depășită prin folosirea unui TECMOS format într-o vană și conectarea sursei sale la vană).

Rezistența de ieșire a repetorului pe sursă se calculează cu ușurință folosind fig. 3.22: ea este identică cu rezistența de intrare a conexiunii cu grila comună dacă  $R_L$  este mare. Deci

$$R_o = \frac{1}{g_m + g_{mb}}. \quad (3.37)$$

La fel ca și repetoarele pe emitor, repetoarele pe sursă se utilizează ca etaje tampon și pentru deplasarea de nivel. Atunci când sunt utilizate pentru deplasarea de nivel, ele sunt mult mai flexibile decât repetoarele pe emitor deoarece valoarea de curent continuu a tensiunii  $V_{GS}$  poate fi fixată la orice valoare arbitrară prin alegerea convenabilă a raportului  $W/L$ .

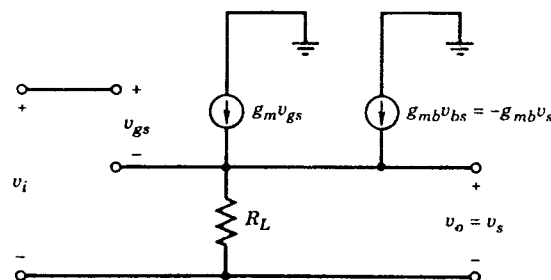


Fig. 3.22 Circuitul echivalent de semnal mic pentru conexiunea cu drena comună.

### 3.2.7 Amplificatorul cu emitorul comun, cu degenerare în emitor

La amplificatorul cu emitorul comun considerat mai înainte semnalul se aplica în bază, ieșirea era luată din colector, iar emitorul era, din punct de vedere al semnalului alternativ, la masă. Totuși, de multe ori, circuitul cu emitorul comun este utilizat cu o rezistență în serie cu emitorul, așa cum se arată în fig. 3.23a.

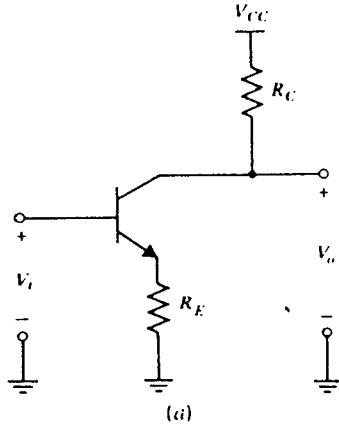


Fig. 3.23a Amplificatorul cu emitorul comun, cu degenerare în emitor.

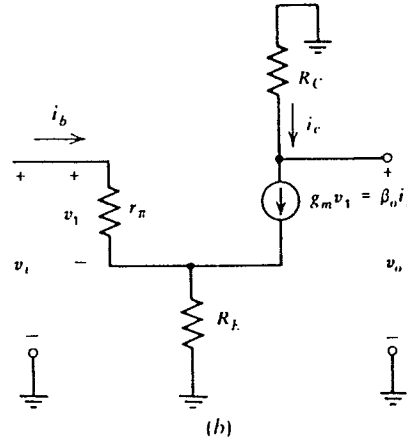


Fig. 3.23b Circuitul echivalent de semnal mic pentru amplificatorul cu emitorul comun, cu degenerare în emitor.

Prezența acestei rezistențe are mai multe efecte printre care se includ reducerea transconductanței, creșterea rezistenței de ieșire și creșterea rezistenței de intrare. Deoarece câștigul scade, prezența unei rezistențe în emitor se numește „degenerare în emitor“. Această rezistență determină de fapt o reacție deoarece tensiunea pe rezistența din emitor, care este proporțională cu curentul de ieșire, se scade tocmai din tensiunea de intrare. Acest circuit va fi examinat din punct de vedere al reacției în Capitolul 8. În această secțiune se va calcula rezistența de intrare, rezistența de ieșire și transconductanța amplificatorului cu emitorul comun cu degenerare în emitor. Circuitul echivalent de semnal mic este indicat în fig. 3.23b.

Rezistența de intrare este exact aceeași ca și pentru un repetor pe emitor cu o rezistență de sarcină egală cu  $R_E$ :

$$R_i = r_x + R_E(\beta_0 + 1), \quad (3.38)$$

$$R_i \approx r_x(1 + g_m R_E). \quad (3.39)$$

Deci rezistența de intrare se mărește, față de cazul fără degenerare în emitor, cu un factor  $(1 + g_m R_E)$ .

Pentru calculul transconductanței se determină mai întâi tensiunea de semnal mic de pe rezistența  $r_x$ :

$$v_i = i_b r_x + (i_b + i_c) R_E = \frac{i_c}{\beta_0} r_x + i_c \left[ 1 + \frac{1}{\beta_0} \right] R_E \quad (3.40)$$

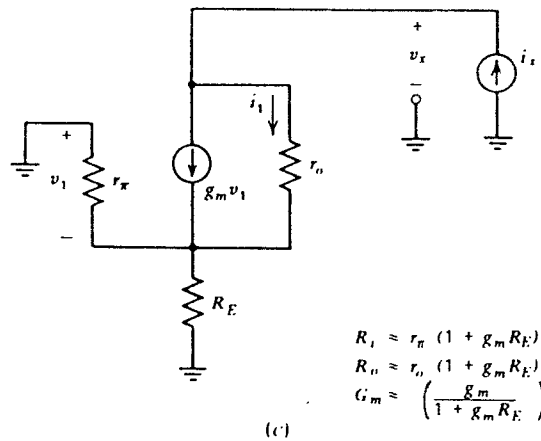


Fig. 3.23c Circuit pentru calculul rezistenței de ieșire.

sau

$$v_i = i_c \left[ \frac{1}{g_m} + R_E \left( 1 + \frac{1}{\beta_0} \right) \right] \quad (3.41)$$

din care se obține

$$G_m = \frac{i_c}{v_i} \approx \frac{g_m}{1 + g_m R_E} . \quad (3.42)$$

Deci, în comparație cu cazul  $R_E=0$ , transconductanța scade cu un factor  $(1 + g_m R_E)$ .

Rezistența de ieșire se calculează utilizând circuitul echivalent din fig. 3.23c în care rezistența  $R_C$  s-a presupus de valoare infinită. Această presupunere nu introduce nici o limitare asupra generalității rezultatului (în cazul prezenței rezistenței  $R_C$ , rezistența de ieșire este dată de combinația paralel a rezistenței de ieșire pentru  $R_C = \infty$  și a rezistenței  $R_C$ ). Curentul de test,  $i_x$ , trece prin combinația paralel  $r_{\pi}$ ,  $R_E$  astfel că

$$v_1 = -i_x (r_{\pi} \parallel R_E) . \quad (3.43)$$

Deci curentul  $i_1$  va fi

$$i_1 = i_x - g_m v_1 = \quad (3.44)$$

$$= i_x + i_x g_m (r_{\pi} \parallel R_E) . \quad (3.45)$$

Utilizând (3.43) și (3.45) tensiunea  $v_x$  rezultă

$$v_x = -v_1 + i_1 r_o = \quad (3.46)$$

$$= i_x \{ (r_{\pi} \parallel R_E) + r_o [1 + g_m (r_{\pi} \parallel R_E)] \} . \quad (3.47)$$

Deci

$$R_o = \frac{v_x}{i_x} = (r_{\pi} \parallel R_E) + r_o [1 + g_m (r_{\pi} \parallel R_E)] . \quad (3.48)$$

Primul termen din relația 3.48 este mult mai mic ca al doilea; prin neglijarea sa se obține:

$$R_0 \approx r_o \frac{1 + g_m R_E}{1 + \frac{g_m R_E}{\beta_0}} \quad (3.49)$$

Dacă  $g_m R_E \ll \beta_0$  atunci

$$R_0 \approx r_o (1 + g_m R_E) \quad (3.50)$$

Deci rezistența de ieșire crește cu un factor  $(1 + g_m R_E)$ . Acest fapt face ca utilizarea degenerării în emitor să fie oportună în sursele de curent realizate cu tranzistoare.

Un circuit echivalent de semnal mic, în care s-a neglijat rezistența de sarcină din colector,  $R_C$ , este indicat în fig. 3.23d.

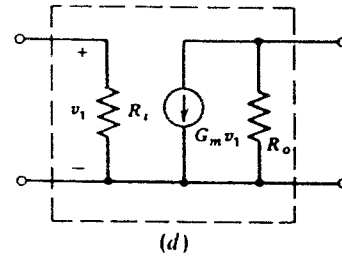


Fig. 3.23d Diportul echivalent, de semnal mic, al amplificatorului EC, degenerat în emitor.

### 3.2.8 Amplificatorul cu sursa comună, cu degenerare în sursă

În etajele de amplificare cu TEC degenerarea în sursă nu este folosită la fel de mult ca degenerarea în emitor în circuitele bipolare, din mai multe motive. În primul rând transconductanța TEC este mult mai mică decât cea a tranzistoarelor bipolare astfel că o reducere suplimentară nu este de obicei de dorit. În al doilea rând efectul benefic de creștere a rezistenței  $R_i$  a tranzistorului bipolar, care rezultă prin degenerarea în emitor, este irelevant pentru TEC deoarece în acest caz  $R_i = \infty$ . Totuși creșterea rezistenței  $R_o$  este importantă nu numai pentru sursele de curent bipolare ci și pentru cele cu TEC; ca urmare degenerarea în sursă este mult utilizată în acest tip de aplicații. Un motiv suplimentar pentru examinarea efectului degenerării în sursă este dat de faptul că TEC de geometrii mici se pot modela ca un TEC ideal cu caracteristică pătratică având adăugat în sursă un rezistor (vezi Secțiunea 1.9).

În fig. 3.24 este prezentată schema unui etaj cu TEC cu degenerare în sursă, iar în fig. 3.25 circuitul său echivalent de semnal mic. Rezistența de intrare este evident infinită. Transconductanța se calculează din relațiile

$$v_i = v_{gs} + v_1, \quad (3.51)$$

$$i_d = g_m v_{ds} - g_{mb} v_1, \quad (3.52)$$

$$v_1 = i_d R_s \quad (3.53)$$

obținându-se

$$G_m = \frac{i_d}{v_i} = \frac{g_m}{1 + (g_m + g_{mb}) R_s} \quad (3.54)$$

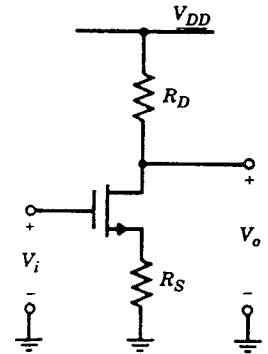


Fig. 3.24 Amplificatorul cu sursa comună, cu degenerare în sursă.

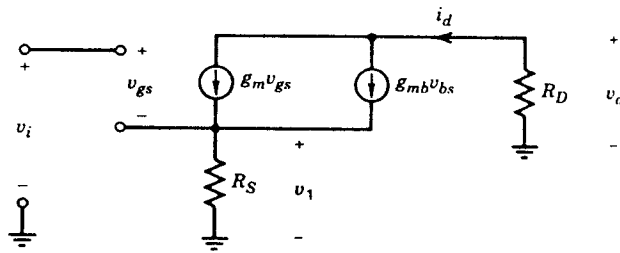


Fig. 3.25 Circuitul echivalent de semnal mic pentru amplificatorul cu sursa comună, cu degenerare în sursă.

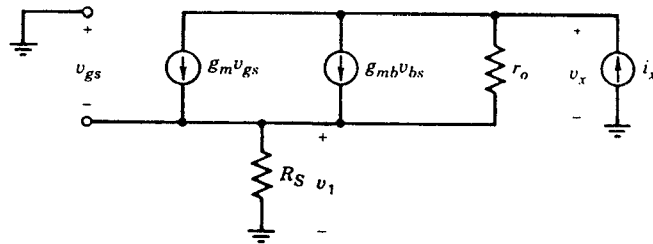


Fig. 3.26 Circuit pentru calculul rezistenței de ieșire.

Din (3.42) se observă că în cazul tranzistorului bipolar  $G_m$  tinde spre  $1/R_E$  pentru  $R_E$  mari, transconductanța devenind astfel independentă de parametrii tranzistorului. În cazul TEC, după cum arată (3.54), pentru valori mari ale rezistenței de degenerare,  $G_m$  tinde spre  $1/(1+\chi)R_S$  fiind în continuare dependentă de parametrul  $\chi$  al tranzistorului.

Rezistența de ieșire se calculează folosind circuitul echivalent din fig. 3.26 în care se neglijează  $R_D$ . Se obține

$$v_1 = i_x R_S, \quad (3.55)$$

$$v_x = i_x R_S + r_o (i_x - g_m v_{gs} - g_{mb} v_{bs}), \quad (3.56)$$

$$v_{gs} = -v_1, \quad (3.57)$$

$$v_{bs} = -v_1 \quad (3.58)$$

și rezultă

$$R_o = \frac{v_x}{i_x} = r_o [1 + (g_m + g_{mb})R_S] + R_S. \quad (3.59)$$

Această relație arată că pe măsură ce  $R_S$  crește,  $R_o$  crește continuu, spre deosebire de cazul tranzistorului bipolar în care în conformitate cu (3.49)  $R_o$  atinge pentru valori foarte mari ale rezistenței  $R_E$  o valoare maxim posibilă  $\beta_0 r_o$ .



### 3.3 ETAJE DE AMPLIFICARE CU DOUĂ TRANZISTOARE

Majoritatea amplificatoarelor integrate sunt compuse din mai multe etaje, fiecare din ele asigurând câștig în tensiune, câștig în curent și/sau transformarea nivelului de impedanță, de la intrare spre ieșire. Desigur că astfel de circuite pot fi analizate tratând fiecare tranzistor ca un „etaj”, circuitul întreg fiind apoi considerat ca o reunire de tranzistoare individuale. Totuși, în aceste amplificatoare anumite combinații de două tranzistoare apar atât de frecvent încât este foarte convenabil ca ele să fie caracterizate ca subcircuite „cu două tranzistoare” și să fie privite, acolo unde apar, ca un singur etaj<sup>5</sup>. Utilitatea acestor topologii depinde puternic de tehnologia utilizată. De exemplu configurația Darlington a două tranzistoare este mult utilizată în toate circuitele integrate bipolare pentru a mări câștigul global în curent și rezistența de intrare a tranzistorului bipolar. Deoarece pentru TEC câștigul în curent și rezistența de intrare sunt infinite această configurație își găsește o utilizare neînsemnată în circuitele integrate care încorporează numai TEC. Pe de altă parte configurația cascodă realizează o rezistență de ieșire foarte mare și este utilizată în toate tehnologiile atunci când se urmărește obținerea unei rezistențe de ieșire foarte mari.

#### 3.3.1 Configurațiile CC-EC, CC-CC și Darlington

Configurațiile colector comun-emitor comun (CC-EC), colector comun-colector comun (CC-CC) și Darlington sunt înrudite. Ele încorporează un tranzistor suplimentar pentru a mări câștigul în curent și rezistența de intrare ale tranzistorului bipolar.

Configurația colector comun-emitor comun este prezentată în fig. 3.27a. Sursa de curent de polarizare  $I_{\text{polarizare}}$  servește pentru stabilirea punctului static de funcționare al tranzistorului repetor pe emitor  $Q_1$ ; în unele cazuri această sursă de curent poate lipsi sau poate fi înlocuită printr-un rezistor. Configurația colector comun-colector comun este ilustrată în fig. 3.27b. În ambele configurații rolul lui  $Q_1$  este acela de a crește câștigul în curent și rezistența de intrare ale etajului. Pentru o analiză de semnal mic la joasă frecvență tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$  pot fi privite ca fiind un singur tranzistor compus, după cum se indică în fig. 3.28).

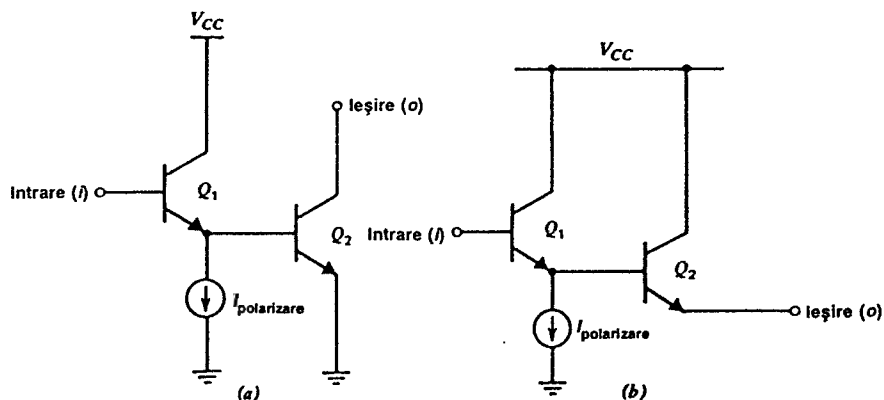


Fig. 3.27 Configurațiile (a) colector comun-emitor comun și (b) colector comun-colector comun.

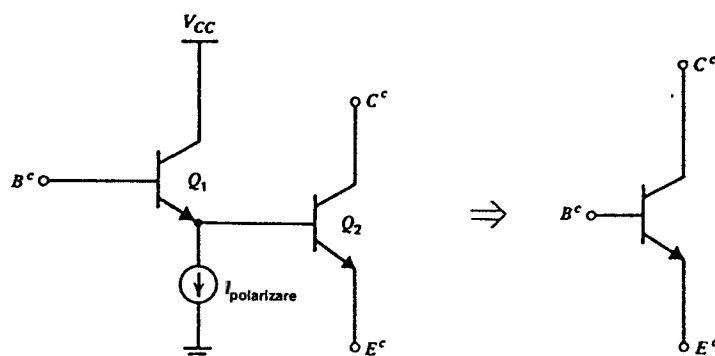


Fig. 3.28 Reprezentarea ca tranzistor compus a configurațiilor CC-EC și CC-CC.

În fig. 3.29 se indică circuitul echivalent de semnal mic al tranzistorului compus, valabil în situația în care se presupune că efectele date de rezistența  $r_o$  a tranzistorului  $Q_1$  sunt neglijabile.

În continuare se vor calcula valorile efective ale parametrilor  $r_\pi$ ,  $g_m$ ,  $\beta_0$  și  $r_o$  pentru tranzistorul compus. Acești parametri, la fel ca și tensiunile și curenții de la terminalele tranzistorului compus, se vor nota folosind indicele superior  $c$ . Vom presupune  $\beta_0$  constant.

Valoarea efectivă a rezistenței  $r_\pi$ ,  $r_\pi^c$ , este rezistența care se vede privind în bază, emitorul fiind la masă. Din fig. 3.29 rezultă că această rezistență este chiar  $r_{\pi 2}$ . Utilizând expresia 3.29, care dă impedența de intrare pentru un repetor, în care se înlocuiește  $R_E$  cu  $r_{\pi 2}$ , se obține

$$r_\pi^c = r_{\pi 1} + (\beta_0 + 1)r_{\pi 2}. \quad (3.60)$$

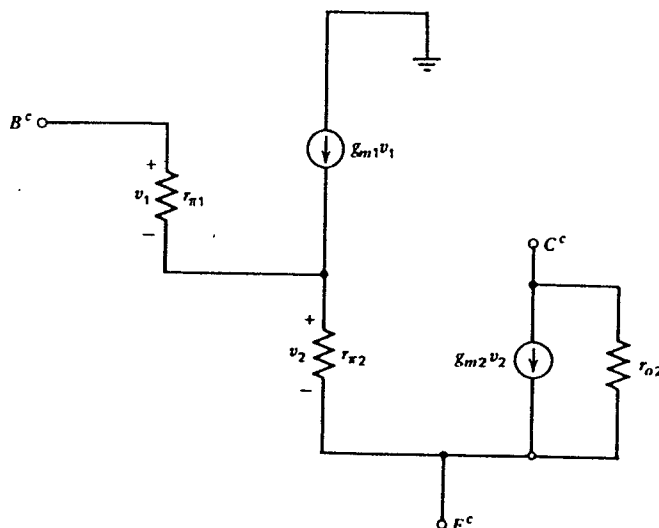


Fig. 3.29 Circuitul echivalent de semnal mic pentru tranzistoarele conectate CC-EC și CC-CC.

Transconductanța echivalentă a tranzistorului compus,  $g_m^c$ , este dată de variația curentului de colector al tranzistorului  $Q_2$ ,  $i_c^c$ , pentru o variație unitară a tensiunii  $v_{be}^c$ . Pentru a calcula  $i_c^c$  trebuie să determinăm mai întâi variația tensiunii  $v_2$  care are loc pentru o variație unitară a tensiunii  $v_{be}^c$ . Relația 3.26 poate fi utilizată direct, obținându-se

$$\frac{v_2}{v_{be}^c} = \frac{1}{1 + \frac{r_{\pi 1}}{(\beta_0 + 1)r_{\pi 2}}} . \quad (3.61)$$

și

$$i_c^c = g_m^c v_{be}^c = g_{m2} v_2 = \quad (3.62)$$

$$= \frac{g_{m2} v_{be}^c}{1 + \frac{r_{\pi 1}}{(\beta_0 + 1)r_{\pi 2}}} . \quad (3.63)$$

Deci

$$g_m^c = \frac{g_{m2}}{1 + \frac{r_{\pi 1}}{(\beta_0 + 1)r_{\pi 2}}} . \quad (3.64)$$

În cazul special în care sursa de curent de polarizare,  $I_{\text{polarizare}}$ , este zero curentul de emitor al tranzistorului  $Q_1$  este egal cu curentul de bază al tranzistorului  $Q_2$ . Ca urmare raportul rezistențelor  $r_{\pi 1}$  și  $r_{\pi 2}$  este egal cu  $\beta_0$ , expresia 3.63 reducându-se la:

$$g_m^c = \frac{g_{m2}}{2} . \quad (3.65)$$

Câștigul echivalent în curent este dat de raportul

$$\beta^c = \frac{i_c^c}{i_b^c} = \frac{i_{c2}}{i_{b1}} . \quad (3.66)$$

Curentul de emitor al tranzistorului  $Q_1$  este dat de

$$i_{e1} = (\beta_0 + 1)i_{b1} . \quad (3.67)$$

care este egal cu  $i_{b2}$ , astfel că

$$i_{e2} = i_c^c = \beta_0 i_{b2} = \beta_0 (\beta_0 + 1) i_{b1} = \quad (3.68)$$

$$= \beta_0 (\beta_0 + 1) i_b^c . \quad (3.69)$$

Prin urmare

$$\beta^c = \beta_0 (\beta_0 + 1) . \quad (3.70)$$

Câștigul în curent al tranzistorului compus este aproximativ egal cu  $\beta_0^2$ .

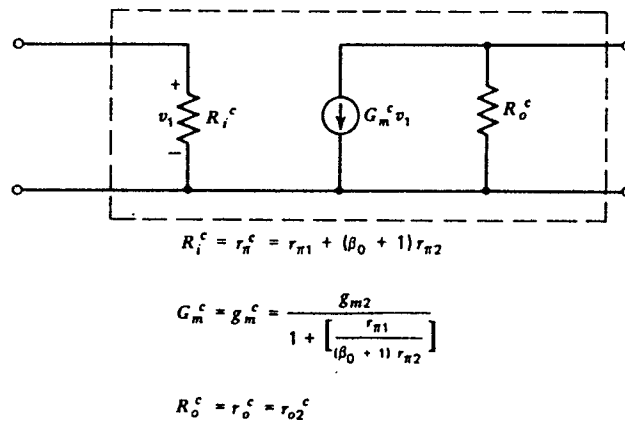


Fig. 3.30 Reprezentarea ca diport a configurației CC-EC.

Prin examinarea fig. 3.29 se obține, presupunând că rezistența  $r_{\mu}$  este neglijabilă, rezistența de ieșire  $r_o$  a tranzistorului compus:

$$r_o^c = r_{o2} \quad (3.71)$$

Diportul echivalent de semnal mic al configurației CC-EC este indicat în fig. 3.30 (rezistența din colector nu a fost inclusă). Acest circuit echivalent de semnal mic se poate utiliza pentru a reprezenta funcționarea tranzistorului compus, simplificându-se astfel analiza circuitelor cu tranzistoare compuse.

Configurația Darlington, ilustrată în fig. 3.31, este de fapt un tranzistor compus format din două tranzistoare care au colectoarele legate împreună și emitorul primului tranzistor legat la baza celui de-al doilea; pentru a controla curentul de emitor al tranzistorului  $Q_1$  este necesar un element de polarizare. Se obține astfel un tranzistor compus, cu trei terminale, care în principiu se poate utiliza în locul unui singur tranzistor în conexiunile emitor comun, bază comună, colector comun. „Tranzistorul” Darlington folosit ca repetor pe emitor este echivalent cu configurația deja discutată CC-CC.

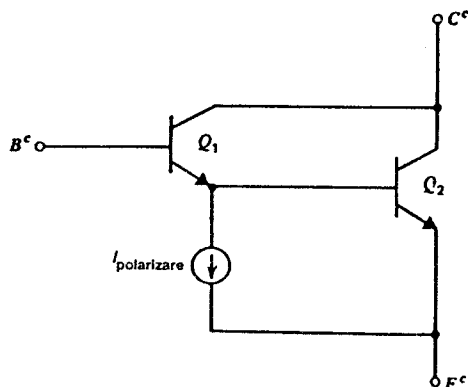


Fig. 3.31 Configurația Darlington.

Folosit ca amplificator cu emitorul comun este foarte asemănător cu configurația CC-EC, cu excepția faptului că în acest caz colectorul lui  $Q_1$  nu mai este conectat la sursa de alimentare ci la ieșire, ceea ce conduce la reducerea rezistenței echivalente de ieșire, ca urmare a reacției prin rezistența  $r_o$  a lui  $Q_1$ , și la creșterea capacității de intrare, ca urmare a conectării intrare-ieșire a capacității colector-bază a lui  $Q_1$ . Din cauza acestor dezavantaje, în amplificatoarele integrate de semnal mic se preferă de obicei utilizarea configurației CC-EC. De multe ori denumirea Darlington se utilizează pentru a desemna atât configurația CC-EC cât și configurația CC-CC.

După cum s-a menționat anterior configurațiile de tip Darlington sunt folosite pentru a mări câștigul echivalent în curent al tranzistoarelor bipolare; ele nu au o utilizare semnificativă în circuitele realizate numai cu TEC.

În tehnologiile BiCMOS (și BiFET) o configurație potențial utilă (vezi fig. 3.32) se obține prin utilizarea unui TECMOS (sau TECJ) în locul tranzistorului bipolar  $Q_1$  din fig. 3.31. Această configurație realizează simultan o impedanță de intrare și un câștig în curent practic infinite (datorită TEC) și o valoare mare a pantei  $g_m$  (datorită tranzistorului bipolar).

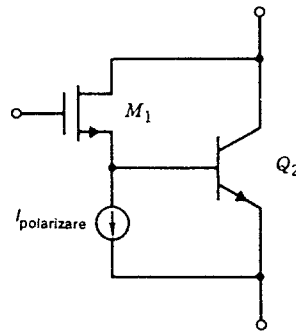


Fig. 3.32 Configurația Darlington disponibilă în tehnologia BiCMOS.

### ■ EXEMPLU

Să se determine valorile mărimilor  $r_{\pi}^c$ ,  $\beta^c$  și  $g_m^c$  pentru tranzistorul compus din fig. 3.28. Pentru ambele tranzistoare se va presupune că  $\beta_0=100$ ,  $r_b=0$  și  $r_o=\infty$ . Curentul prin tranzistorul  $Q_2$  este  $I_C=100 \mu A$  și  $I_{polarizare}=10 \mu A$ .

#### Soluție:

Deoarece curentul de bază al tranzistorului  $Q_2$  este de  $100 \mu A/100=1 \mu A$  curentul de emitor al tranzistorului  $Q_1$  este de  $11 \mu A$ .

$$r_{\pi 1} = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{11 \mu A/26 \text{ mV}} = 236 \text{ k}\Omega ,$$

$$g_{m1} = (2,36 \text{ k}\Omega)^{-1} ,$$

$$r_{\pi 2} = 26 \text{ k}\Omega ,$$

$$g_{m2} = (260 \Omega)^{-1} ,$$

$$r_{\pi}^c = 236 \text{ k}\Omega + 101 \times 26 \text{ k}\Omega = 2,8 \text{ M}\Omega ,$$

$$\beta^c = 101 \times 100 = 10100 ,$$

$$g_m^c = g_{m2} \times 0,916 = (283 \Omega)^{-1} .$$

Se observă că tranzistorul compus are o rezistență de intrare și un câștig în curent mult mai mari decât cele ale unui singur tranzistor.

### 3.3.2 Configurația cascodă

Subcircuitul cascodă compus din două tranzistoare este indicat în fig. 3.33, în versiunea care folosește numai tranzistoare bipolare. Această configurație este cunoscută și sub numele de configurația emitor comun-bază comună (EC-BC).

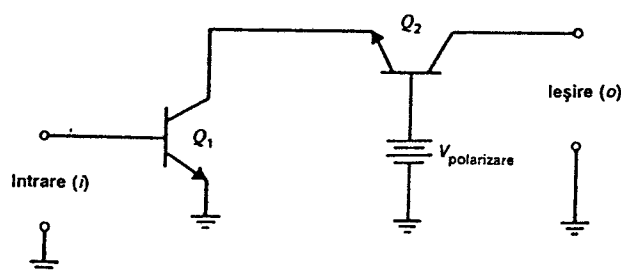


Fig. 3.33 Amplificator cascodă, care folosește uneori tranzistoare bipolare.

Caracteristicile principale ale acestei configurații sunt rezistența de ieșire foarte mare și faptul că nu există reacție spre intrare la frecvențe înalte, prin capacitatea  $C_{\mu}$  (așa cum se întâmplă, de exemplu, în conexiunea cu emitorul comun<sup>4</sup>). În mod particular, valoarea mare care se poate atinge pentru impedanța de ieșire este utilă în realizarea desensibilizării surselor de polarizare de referință față de variațiile surselor de alimentare și în obținerea de valori mari ale câștigului în tensiune, folosind un singur etaj de amplificare cu sarcini active *pnp*. Aceste aplicații vor fi discutate în *Capitolul 4*.

În această secțiune se vor determina proprietățile de semnal mic și de joasă frecvență ale configurației EC-BC. Deoarece rezistența bazei are un efect neglijabil asupra funcționării la joasă frecvență vom presupune  $r_b=0$ , pentru ambele tranzistoare. În ceea ce privește funcționarea la înaltă frecvență trebuie însă să se țină cont — după cum se va vedea în *Capitolul 7* — de efectele date de rezistența  $r_b$  asupra răspunsului în frecvență.

Circuitul echivalent de semnal mic al cascodei bipolare este dat în fig. 3.34. Deoarece se discută numai funcționarea de joasă frecvență s-au neglijat elementele capacitive. În continuare se vor determina rezistența de intrare, rezistența de ieșire și transconductanța cascodei.

Din examinarea fig. 3.34 rezultă direct că rezistența de intrare este dată chiar de rezistența  $r_{\pi 1}$  a tranzistorului  $Q_1$ . Deoarece câștigul în curent din emitorul tranzistorului  $Q_2$  spre colectorul său este aproape egal cu unitatea, transconductanța circuitului de la intrare la ieșire este aproximativ egală cu transconductanța tranzistorului  $Q_1$ .

Rezistența de ieșire se calculează prin scurtcircuitarea intrării la masă și aplicarea apoi a unui semnal de test la ieșire. Se observă că  $v_1=0$ , deci generatorul  $g_m v_1$  este inactiv.

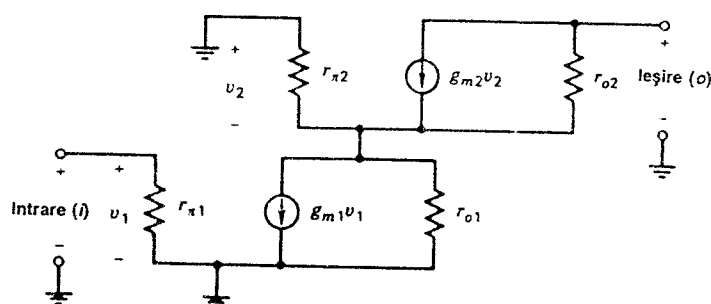


Fig. 3.34 Circuitul echivalent de semnal mic al cascodei bipolare.

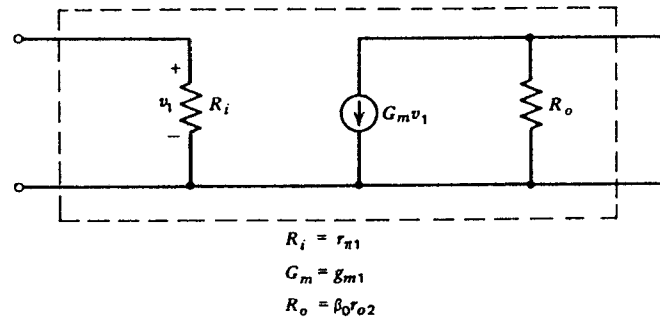


Fig. 3.35 Diportul echivalent, de semnal mic, al circuitului cascodă.

Ca urmare circuitul este identic cu acela din fig. 3.23c pentru tranzistorul bipolar cu degenerare în emitor. Rezistența de ieșire este dată deci de relația 3.49 în care se înlocuiește  $R_E = r_{o1}$ . Pentru cascodă, deoarece  $g_m r_{o1} \gg \beta_0$ , rezultă  $R_o = \beta_0 r_{o2}$ . Deci față de conexiunea cu emitorul comun o configurație EB-BC are rezistența de ieșire de aproximativ  $\beta_0$  ori mai mare. Diportul echivalent de semnal mic este prezentat în fig. 3.35.

De observat că în condițiile în care acest circuit ar funcționa cu o ipotetică sarcină în colector având o rezistență incrementală infinită, câștigul în tensiune ar fi

$$A_v = G_m R_o = g_m r_{o2} \beta_0 = \frac{\beta_0}{\eta} . \quad (3.72)$$

Pentru un tranzistor *nnp* tipic acest raport este de aproximativ  $2 \times 10^5$ . Rezultă că în comparație cu cazul unui singur tranzistor câștigul în tensiune maxim posibil este mai mare cu un factor  $\beta_0$ . În această analiză s-a neglijat rezistența  $r_\mu$ . După cum s-a discutat în *Capitolul 1*, valoarea rezistenței  $r_\mu$  pentru un tranzistor *nnp* de circuit integrat este în mod uzual mult mai mare ca  $\beta_0 r_o$ , astfel că  $r_\mu$  va avea un efect minor asupra rezistenței  $R_o$ . Pentru tranzistoarele *pnp*,  $r_\mu$  fiind comparabil cu  $\beta_0 r_o$ , efectul dat de rezistența  $r_\mu$  constă într-o oarecare scădere a rezistenței  $R_o$ .

### ■ EXEMPLU

Pentru cascodă din fig. 3.33 să se calculeze rezistența de intrare, transconductanța și rezistența de ieșire. Se va presupune că  $I_C = 100 \mu A$ ,  $\beta_0 = 100$ ,  $r_b = 0$  și  $\eta = 2 \times 10^{-4}$ .

*Soluție:*

$$R_i = r_{\pi 1} = \frac{\beta_0}{g_{m1}} = 26 \text{ k}\Omega ,$$

$$G_m = g_{m1} = \frac{1}{260 \Omega} ,$$

$$R_o = \beta_0 r_{o2} = \frac{\beta_{02}}{\eta_2} \frac{1}{g_{m2}} = \frac{100}{2 \times 10^{-4}} \times 260 \Omega = 130 \text{ M}\Omega .$$

Configurația cascodă este mult utilizată și în toate circuitele cu TECJ, cât și în acelea mixte TEC-bipolar. Schema de principiu a unei cascode TECMOS este prezentată în fig. 3.36. În acest caz diportul echivalent se obține din diportul din fig. 3.35 în care  $R_i = \infty$ ,  $G_m = g_{m1}$  și  $R_o = r_{o2} [1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o1}] + r_{o1}$ , expresie care se obține prin aplicarea relației 3.59.

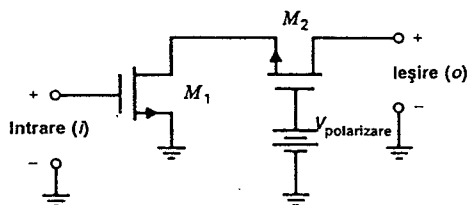


Fig. 3.36. Amplificator cascodă cu TECMOS.

văzută în emitorul tranzistorului  $Q_2$  conectat BC este aproximativ  $1/g_{m2}$ , iar transconductanța tranzistorului bipolar  $Q_2$  este mult mai mare decât aceea a TEC ( $M_2$ ). Această chestiune este discutată ulterior în Capitolul 7.

În tehnologiile BiCMOS și BiFET configurația cascod se folosește uneori înlocuind TEC, notat  $M_2$  în fig. 3.36, printr-un tranzistor bipolar, de exemplu  $Q_2$  din fig. 3.33. Această versiune a configurației cascodă are o rezistență de intrare infinită asigurată de  $M_1$  la care se adaugă și avantajul suplimentar al faptului că  $M_1$  funcționează pe o rezistență de sarcină foarte mică, obținându-se astfel o îmbunătățire a funcționării la înaltă frecvență. (Rezistența de intrare

### 3.4 PERECHI CU CUPLAJ ÎN EMITOARE

În circuitele monolitice analogice cele mai utilizate subcircuite cu două tranzistoare sunt probabil perechile cu cuplaj în emitoare și cu cuplaj în surse. Utilitatea acestui circuit derivă atât din faptul că perechile cu cuplaj în emitoare pot fi conectate în cascadă, direct, fără capacități de cuplaj, cât și din faptul că aceste perechi asigură o intrare diferențială, necesară pentru multe tipuri de circuite analogice<sup>7,8</sup>. În această secțiune se vor discuta în detaliu caracteristicile perechilor cu cuplaj în emitoare. În secțiunea următoare se consideră perechile cu cuplaj în surse cu TECJ și TECMOS.

Cea mai simplă formă a perechii cu cuplaj în emitoare este indicată în fig. 3.37. Circuitul de polarizare din terminalul comun al emitoarelor poate să fie numai o rezistență — caz în care sursa de curent echivalentă este nulă — sau o sursă de curent realizată cu un tranzistor — caz în care circuitul este echivalentul Norton al tranzistorului.

#### 3.4.1 Caracteristicile de transfer în curent continuu

Comportarea de semnal mare a perechii cu cuplaj în emitoare este importantă deoarece pune în evidență atât gama limitată a valorilor tensiunii de la intrare pentru care circuitul se comportă liniar cât și un aspect important al funcționării circuitului, acela al posibilității limitării formelor de undă analogice fără ca tranzistoarele să se satureze.

Pentru simplitate, în analiza care urmează, se va presupune că rezistența de ieșire a sursei de curent din emitoare,  $R_{EE}$ , este infinită și că rezistența bazei este neglijabilă pentru fiecare tranzistor, iar rezistența de ieșire infinită. Aceste presupuneri nu afectează în mod esențial descrierea comportării circuitului la semnal mare, la joasă frecvență, deși efectul asupra funcționării la semnal mic poate să fie semnificativ.



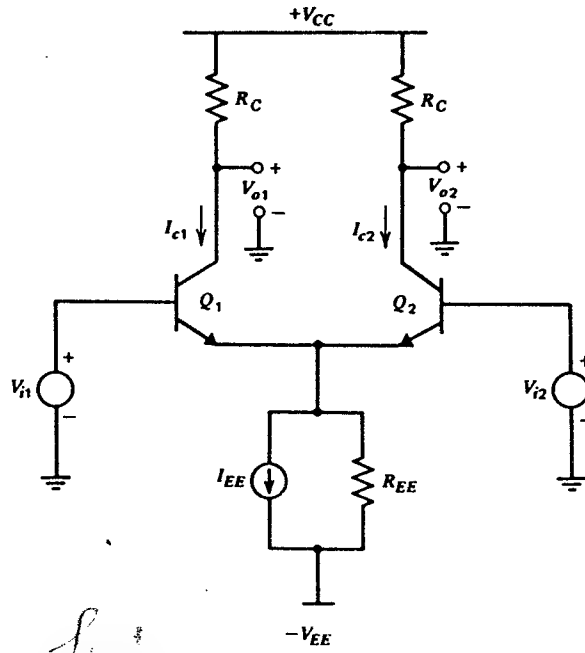


Fig. 3.37 Schema perechii cu cuplaj în emitoare.

Începem prin a scrie suma tensiunilor pe ochiul format din cele două surse de tensiune și cele două joncțiuni bază-emitor:

$$V_{i1} - V_{be1} + V_{be2} - V_{i2} = 0. \quad (3.73)$$

Presupunând că  $V_{be1}, V_{be2} \gg V_T$ , din ecuațiile Ebers-Moll rezultă

$$V_{be1} = V_T \ln \frac{I_{c1}}{I_{S1}}, \quad (3.74)$$

$$V_{be2} = V_T \ln \frac{I_{c2}}{I_{S2}}. \quad (3.75)$$

Combinând (3.73), (3.74) și (3.75) și presupunând că  $I_{S1} = I_{S2}$  se găsește

$$\frac{I_{c1}}{I_{c2}} = \exp \left[ \frac{V_{i1} - V_{i2}}{V_T} \right] = \exp \left[ \frac{V_{id}}{V_T} \right], \quad (3.76)$$

relație în care  $V_{id}$  este definit ca diferența între  $V_{i1}$  și  $V_{i2}$ . Din conservarea curenților în emitoarele tranzistoarelor se obține

$$-(I_{c1} + I_{c2}) = I_{EE} = \frac{1}{\alpha_F} (I_{c1} + I_{c2}). \quad (3.77)$$

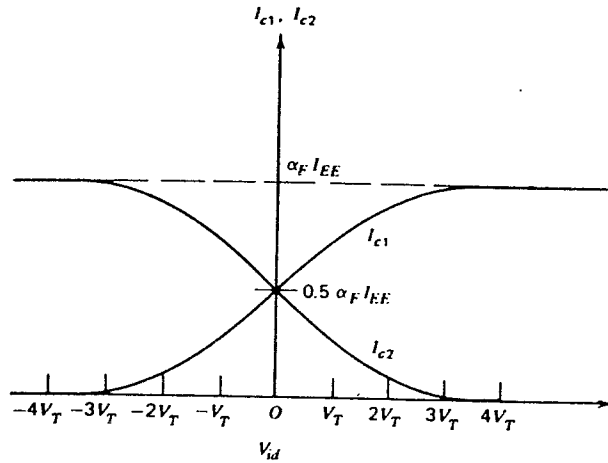


Fig. 3.38 Curenții de colector ai perechii cu cuplaj în emitor în funcție de tensiunea diferențială de la intrare.

Din relațiile 3.76 și 3.77 rezultă următoarele expresii pentru curenții  $I_{c1}$  și  $I_{c2}$ :

$$I_{c1} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{1 + \exp \left[ -\frac{V_{id}}{V_T} \right]}, \quad (3.78)$$

$$I_{c2} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{1 + \exp \left[ \frac{V_{id}}{V_T} \right]}. \quad (3.79)$$

În fig. 3.38 se indică dependența acestor doi curenți de tensiunea  $V_{id}$ . Se observă că pentru diferențe între tensiunile de la intrare mai mari decât câteva sute de mV, curenții de colector devin independenți de  $V_{id}$ , deoarece tot curentul dat de sursa de curent curge doar prin unul din tranzistoare. Circuitul se comportă aproximativ liniar numai pentru diferențe între tensiunile de la intrare mai mici ca, aproximativ, 50 mV.

Tensiunile de la ieșire se determină imediat:

$$V_{o1} = V_{CC} - I_{c1} R_C, \quad (3.80)$$

$$V_{o2} = V_{CC} - I_{c2} R_C. \quad (3.81)$$

De multe ori semnalul de interes de la ieșire este dat de diferența între tensiunile  $V_{o1}$  și  $V_{o2}$ , pe care o notăm  $V_{od}$ :

$$V_{od} = V_{o1} - V_{o2} = \alpha_F I_{EE} R_C \tanh \left[ -\frac{V_{id}}{2V_T} \right]. \quad (3.82)$$

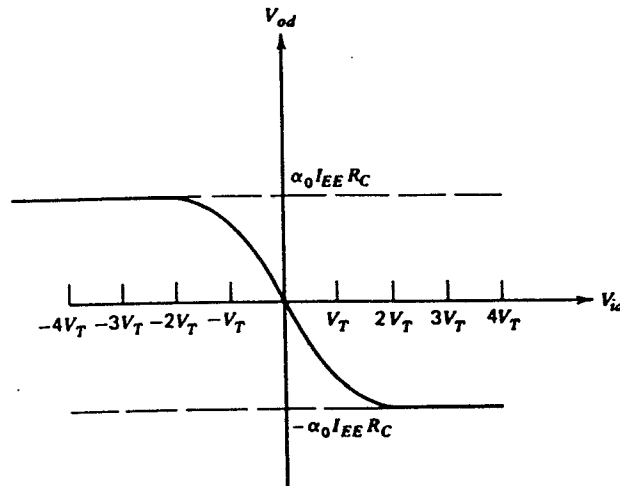


Fig. 3.39 Dependența tensiunii diferențiale de la ieșire în funcție de tensiunea diferențială de la intrare pentru perechea cu cuplaj în emitoare.

Această dependență este reprezentată grafic în fig. 3.39. Se pune astfel în evidență un avantaj semnificativ al amplificatorului diferențial: când  $V_{id}$  este zero și  $V_{od}$  este zero, fiind astfel posibilă cuplarea directă, în cascadă, a etajelor fără a se introduce un offset de curent continuu.

### 3.4.2 Degenerarea în emitor

Pentru mărirea gamei de tensiuni de la intrare în care perechea cu cuplaj în emitoare se comportă aproximativ ca un amplificator liniar, în serie cu emitoarele tranzistoarelor se introduc de obicei rezistențe de degenerare (vezi fig. 3.40). Analiza acestui circuit se desfășoară la fel ca mai înainte, cu excepția faptului că în suma tensiunilor — care corespunde relației 3.73 — trebuie incluse și căderile de tensiune pe rezistențele din emitoare. O expresie analitică asemănătoare cu (3.82) nu se mai poate obține, dar efectul rezistențelor se poate înțelege intuitiv din caracteristicile trasate grafic în fig. 3.40. Pentru degenerări în emitor importante gama de funcționare liniară este extinsă cu o valoare aproximativ egală cu  $R_E I_{EE}$ . Câștigul în tensiune se reduce aproximativ cu același factor cu care crește gama de tensiuni de la intrare. Aceste efecte se pot explica și prin aceea că rezistențele din emitoare introduc o reacție locală, fapt care se va discuta ulterior în *Capitolul 8*.

### 3.4.3 Analiza de semnal mic

În multe cazuri, caracteristicile de interes privind funcționarea unei perechi cu cuplaj în emitoare sunt date de proprietățile de semnal mic ale circuitului în situația în care tensiunea diferențială de curent continuu, la intrare, este apropiată de zero. În analiza care urmează se va presupune că tensiunea diferențială de curent continuu de la intrare este zero; câștigul și rezistența de intrare se vor calcula pentru semnale care sunt suficient de mici astfel încât să se poată considera că funcționarea este liniară. De asemenea, se va presupune că rezistența echivalentă Norton a elementului de polarizare din emitor este finită deoarece valoarea acestei

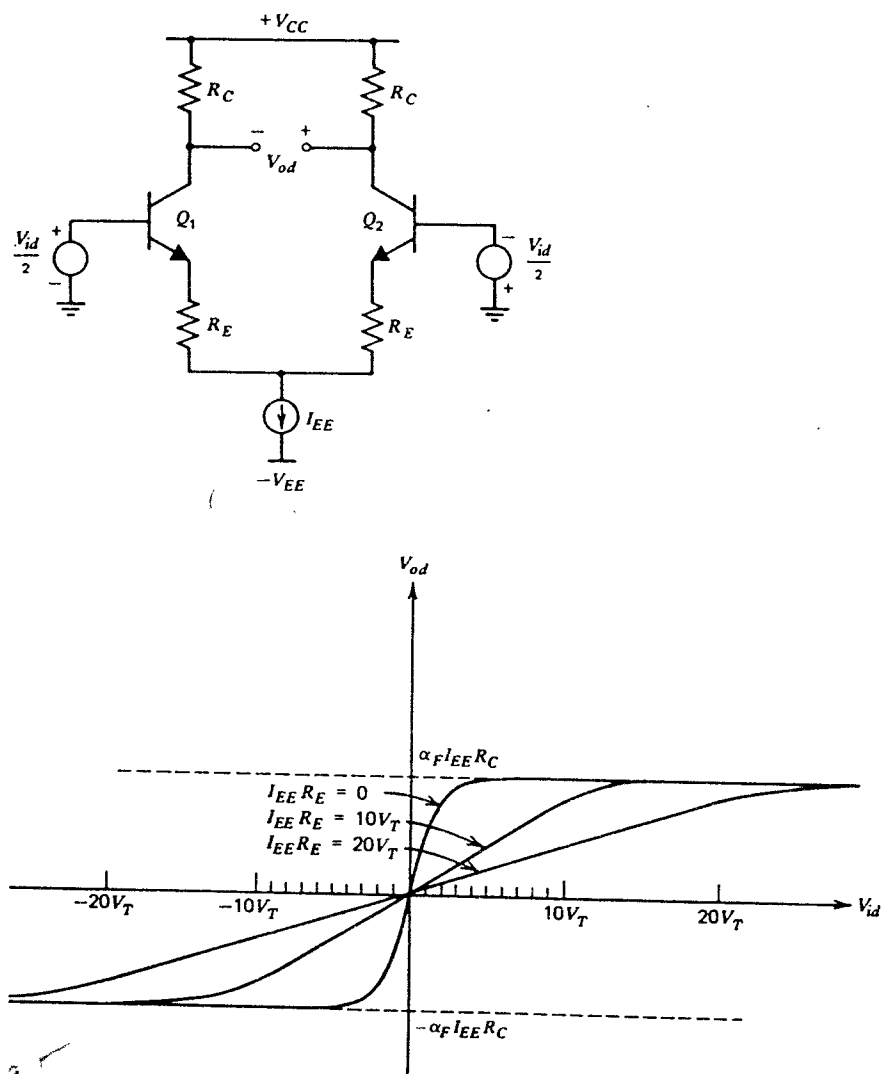


Fig. 3.40 Dependența tensiunii de la ieșire în funcție de tensiunea de la intrare pentru o pereche cu cuplaj în emitoare, cu degenerare în emitor.

rezistențe are un efect considerabil asupra comportării de semnal mic a circuitului. Pentru tranzistoare se va lua  $r_b = 0$ ,  $r_o = \infty$  și  $r_\mu = \infty$ . Ținând cont de toate aceste presupuneri se obține pentru perechea cu cuplaj în emitoare circuitul echivalent de semnal mic din fig. 3.41.

Perechea de cuplaj în emitoare se deosebește de circuitele considerate în secțiunile anterioare prin aceea că are două terminale de intrare și două terminale de ieșire. Deoarece circuitul de semnal mic este liniar se poate aplica superpoziția, comportarea circuitului fiind descrisă acum de patru mărimi și nu de una singură:

$$v_{o1} = A_{11} v_{i1} + A_{12} v_{i2}, \quad (3.83)$$

$$v_{o2} = A_{21} v_{i1} + A_{22} v_{i2}. \quad (3.84)$$

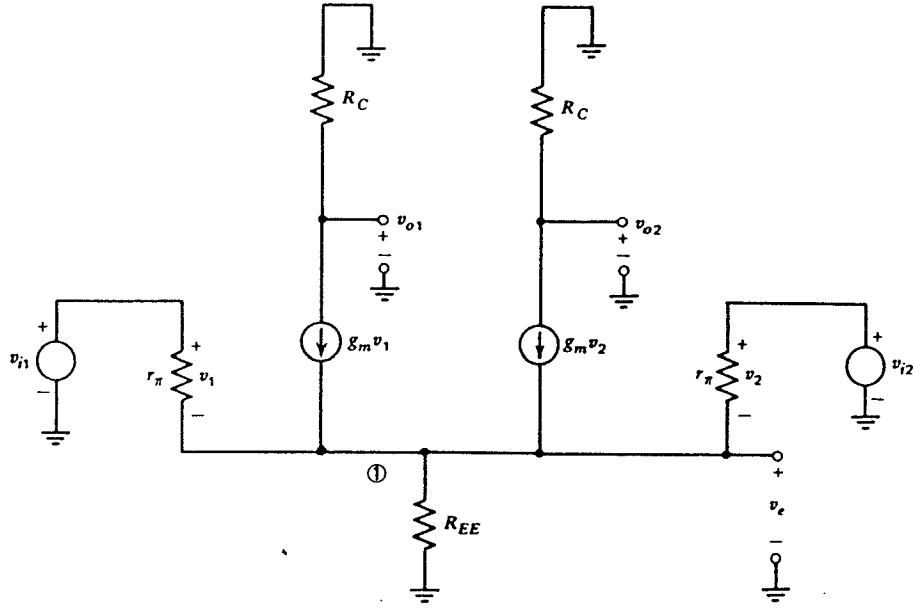


Fig. 3.41 Circuitul echivalent de semnal mic pentru o pereche cu cuplaj în emitor.

Mărimile  $A_{i1}$  și  $A_{i2}$  se determină scriind că suma curenților în nodul emitoarelor este nulă

$$\frac{v_{i1} - v_e}{r_\pi} + g_m(v_{i1} - v_e) + g_m(v_{i2} - v_e) + \frac{v_{i2} - v_e}{r_\pi} - \frac{v_e}{R_{EE}} = 0. \quad (3.85)$$

Rezolvând pentru  $v_e$  se găsește:

$$v_e = \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2 + \frac{1}{g_m R_{EE} \left[ 1 + \frac{1}{\beta_0} \right]}}. \quad (3.86)$$

Tensiunea de la ieșire este dată de

$$v_{o1} = -g_m(v_{i1} - v_e)R_C. \quad (3.87)$$

Înlocuind (3.86) în (3.87) se obține

$$v_{o1} = -\frac{g_m R_C}{2} \left[ v_{i1} \frac{1 + \frac{1}{g_m R_{EE} \left[ 1 + \frac{1}{\beta_0} \right]}}{1 + \frac{1}{2g_m R_{EE} \left[ 1 + \frac{1}{\beta_0} \right]}} - v_{i2} \frac{1}{1 + \frac{1}{2g_m R_{EE} \left[ 1 + \frac{1}{\beta_0} \right]}} \right]. \quad (3.88)$$

Compararea expresiilor 3.83 și 3.88 permite calculul direct al mărimilor  $A_{11}$  și  $A_{12}$ . Deoarece circuitul este simetric este evident că  $A_{11}=A_{22}$  și  $A_{21}=A_{12}$ . Se obține:

$$A_{22} = A_{11} = -\frac{g_m R_C}{2} \frac{1 + \frac{1}{g_m R_{EE} \left(1 + \frac{1}{\beta_0}\right)}}{1 + \frac{1}{2g_m R_{EE} \left(1 + \frac{1}{\beta_0}\right)}}, \quad (3.89)$$

$$A_{21} = A_{12} = +\frac{g_m R_C}{2} \frac{1}{1 + \frac{1}{2g_m R_E \left(1 + \frac{1}{\beta_0}\right)}}. \quad (3.90)$$

Aceste expresii nu oferă, totuși, o imagine asupra funcționării efective a circuitului, în concordanță cu modul său de utilizare cel mai răspândit. Să observăm că circuitul cu cuplaj în emitoare este echilibrat, în sensul că amplifică semnalele diferențiale și tinde să rejeteze tensiunile comune ambelor intrări. Acest aspect al funcționării circuitului este mult mai clar pus în evidență dacă tensiunile de la intrare și ieșire se definesc după cum urmează.

Se definește tensiunea diferențială de la intrare

$$v_{id} = v_{i1} - v_{i2} \quad (3.91)$$

și tensiunea de mod comun de la intrare

$$v_{ic} = \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2}. \quad (3.92)$$

Relațiile 3.91 și 3.92 se inversează pentru a găsi tensiunile de intrare  $v_{i1}$  și  $v_{i2}$  în funcție de cele două variabile noi:

$$v_{i1} = \frac{v_{id}}{2} + v_{ic}, \quad (3.93)$$

$$v_{i2} = -\frac{v_{id}}{2} + v_{ic}. \quad (3.94)$$

Semnificația fizică a acestor variabile noi poate fi înțeleasă redesenând circuitul echivalent ca în fig. 3.42. Se observă că  $v_{id}$  este *diferența* între cele două tensiuni de intrare, iar  $v_{ic}$  este *media* celor două tensiuni de intrare.

Pentru ieșire noile variabile se definesc în același mod:

$$v_{od} = v_{o1} - v_{o2}, \quad (3.95)$$

$$v_{oc} = \frac{v_{o1} + v_{o2}}{2}. \quad (3.96)$$

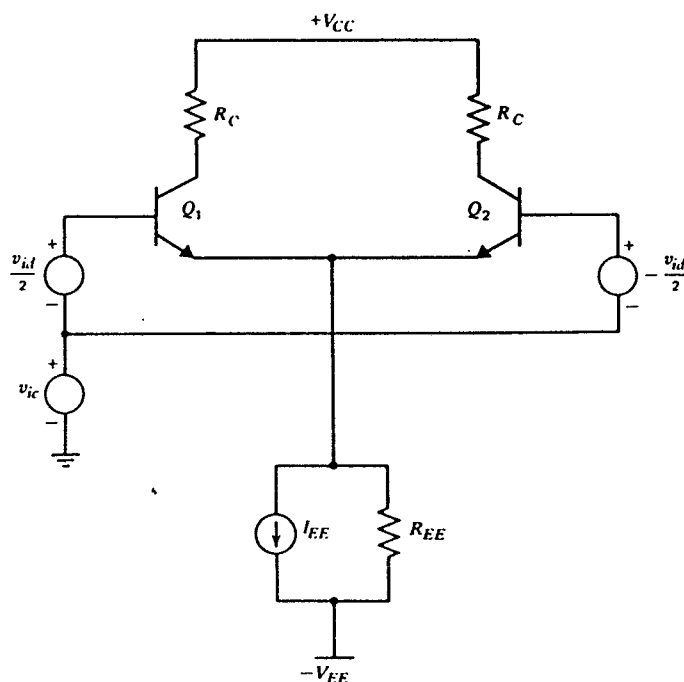


Fig. 3.42 Perechea cu cuplaj în emitoare, cu sursele de semnal descompuse în componentele de mod diferențial și în cele de mod comun.

Rezolvând aceste ecuații pentru  $v_{o1}$  și  $v_{o2}$  se găsește

$$v_{o1} = \frac{v_{od}}{2} + v_{oc} , \quad (3.97)$$

$$v_{o2} = -\frac{v_{od}}{2} + v_{oc} . \quad (3.98)$$

Deci până în acest moment am definit două variabile noi pentru intrare și două variabile noi pentru ieșire. Prin înlocuirea în (3.83) și (3.84) a expresiilor pentru  $v_{o1}$ ,  $v_{o2}$ ,  $v_{i1}$ ,  $v_{i2}$  în funcție de noile variabile se obține:

$$v_{od} = \left[ \frac{A_{11} - A_{12} - A_{21} + A_{22}}{2} \right] v_{id} + (A_{11} + A_{12} - A_{21} - A_{22}) v_{ic} , \quad (3.99)$$

$$v_{oc} = \left[ \frac{A_{11} - A_{12} + A_{21} - A_{22}}{4} \right] v_{id} + \left[ \frac{A_{11} + A_{12} + A_{21} + A_{22}}{2} \right] v_{ic} . \quad (3.100)$$

În continuare se vor defini patru factori noi de câștig, care sunt dați de coeficienții din aceste expresii.

În acest scop (3.99) și (3.100) se scriu în următoarea formă:

$$v_{od} = A_d v_{id} + A_{c-d} v_{ic} , \quad (3.101)$$

$$v_{oc} = A_{d-c} v_{id} + A_c v_{ic} . \quad (3.102)$$

*Câștigul de mod diferențial*,  $A_d$  este dat de variația tensiunii diferențiale de la ieșire ( $v_{o1} - v_{o2}$ ) care se obține pentru o variație unitară a tensiunii diferențiale de la intrare ( $v_{i1} - v_{i2}$ ). Valoarea sa pentru perechea cu cuplaj în emitoare se obține din (3.89) și (3.90):

$$A_d = \frac{A_{11} - A_{12} - A_{21} + A_{22}}{2} = -g_m R_C . \quad (3.103)$$

În mod obișnuit valoarea acestui câștig este mare în comparație cu ceilalți trei coeficienți din (3.101) și (3.102).

*Câștigul de mod comun*,  $A_c$ , este dat de variația tensiunii de mod comun de la ieșire ( $v_{o1} + v_{o2}$ )/2 care se obține pentru o variație unitară a tensiunii de mod comun de la intrare ( $v_{i1} + v_{i2}$ )/2. Valoarea sa pentru perechea cu cuplaj în emitoare se găsește din (3.89) și (3.90):

$$A_c = \frac{A_{11} + A_{12} + A_{21} + A_{22}}{2} = - \frac{g_m R_C}{1 + 2g_m R_E \left[ 1 + \frac{1}{\beta_0} \right]} . \quad (3.104)$$

Termenii care au rămas, *câștigul de la modul diferențial la modul comun*,  $A_{d-c}$  și *câștigul de la modul comun la modul diferențial*,  $A_{c-d}$ , sunt dați de variațiile tensiunii de mod comun și de mod diferențial de la ieșire pentru o variație unitară a tensiunii de mod diferențial, respectiv de mod comun, de la intrare. Aceste două mărimi sunt date de

$$A_{c-d} = A_{11} + A_{12} - A_{21} - A_{22} = 0 , \quad (3.105)$$

$$A_{d-c} = \frac{A_{11} - A_{12} + A_{21} - A_{22}}{4} = 0 . \quad (3.106)$$

Simetria circuitului face ca, pentru tranzistoare și rezistențe de sarcină identice aceste mărimi să fie nule. În acest caz comportarea circuitului este specificată complet doar de doi parametri  $A_c$ ,  $A_d$  și nu de patru parametri așa cum s-a arătat la început. În circuitele reale mărimile  $A_{d-c}$ ,  $A_{c-d}$  nu sunt exact nule, din cauza neîmperecherii componentelor; aceste efecte importante, de ordinul doi, se vor discuta în *Capitolul 6*.

## ■ EXEMPLU

Pentru circuitul din fig. 3.43 să se determine câștigul de tensiune  $v_o/v_i$ . Pentru calculele de polarizare se va presupune  $V_{BE} = 0,7$  V.

(a) Analiza de curent continuu

$$-(I_{E1} + I_{E2}) = \frac{15 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{14,3 \text{ k}\Omega} = 1 \text{ mA} ,$$

$$I_{C1} = I_{C2} \approx -I_{E1} = 0,5 \text{ mA} .$$



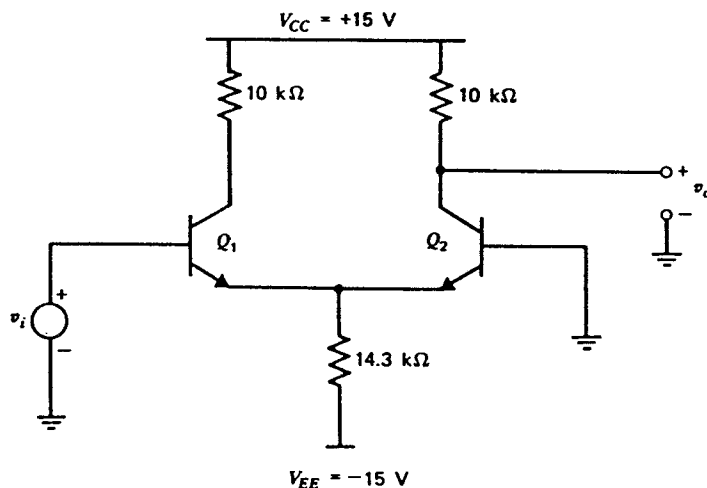


Fig. 3.43 Circuitul din exemplul de pe această pagină.

(b)  $A_d$ ,  $A_c$ 

$$A_d = -g_m R_C = -\frac{I_C}{V_T} R_C = -\frac{10 \text{ k}\Omega}{52 \text{ mV}} = -192,3 ,$$

$$A_c = -\frac{g_m R_C}{1 + 2g_m R_E \left[ 1 + \frac{1}{\beta_0} \right]} = -0,35 .$$

(c) Calculul câștigului

$$v_o = v_{o2} = -\frac{v_{o2}}{2} + v_{oc} = -A_d \frac{v_{id}}{2} + A_c v_{ic}$$

$$= -\frac{A_d}{2} v_i + A_c \frac{v_{ic}}{2} = \left[ \frac{+192,3}{2} - \frac{0,35}{2} \right] v_i = 95,98 v_i .$$

### 3.4.4 Determinarea câștigului de mod diferențial și de mod comun utilizând conceptul de semicircuit

În secțiunea anterioară câștigul de mod diferențial și cel de mod comun s-au calculat prin analiza directă a circuitului de semnal mic.

Aceleași rezultate se pot obține prin determinarea răspunsului circuitului separat pentru o excitație pură în mod diferențial și separat pentru o excitație pură de mod comun, adunând apoi rezultatele. Acest mod de abordare aduce o contribuție suplimentară la înțelegerea funcționării perechii cu cuplaj în emitoare.

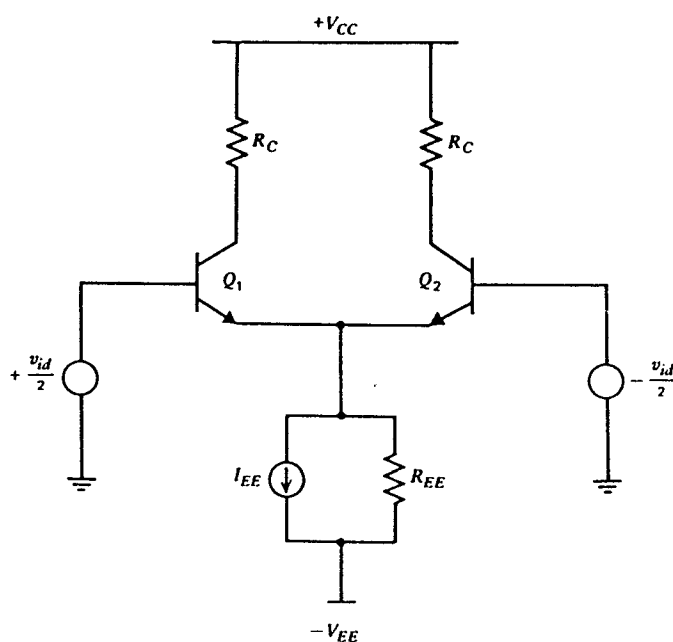


Fig. 3.44 Perechea cu cuplaj în emitor cu un semnal de intrare pur diferențial.

Mai întâi se va calcula răspunsul circuitului la un semnal **numai de mod diferențial**. Circuitul din fig. 3.42 este redesenat în fig. 3.44 cu tensiunea de mod comun fixată la zero. Circuitul echivalent de semnal mic este dat în fig. 3.45. Pentru început se va observa că pe terminalele celor două baze se aplică tensiuni de semnal mic egale și de semn opus. Deoarece

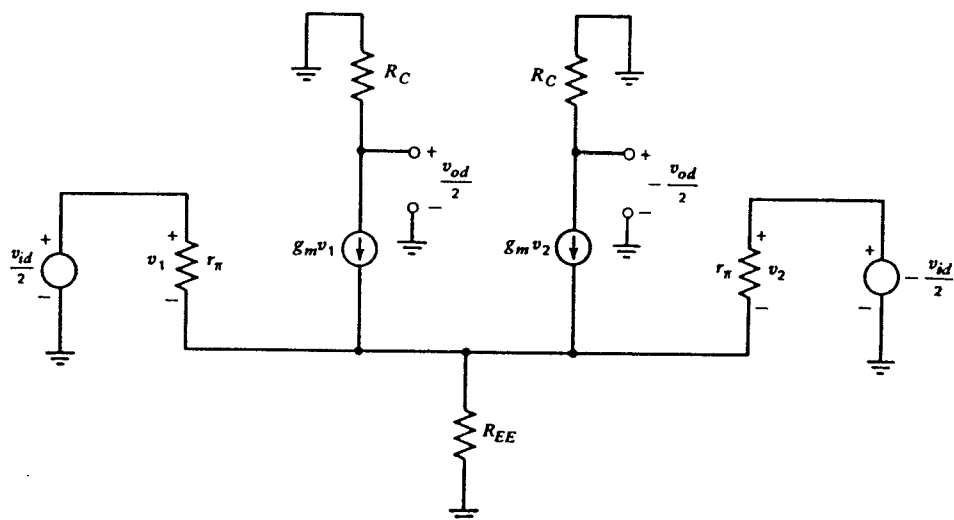


Fig. 3.45 Circuitul echivalent de semnal mic pentru perechea cu cuplaj în emitor cu un semnal de intrare pur diferențial.

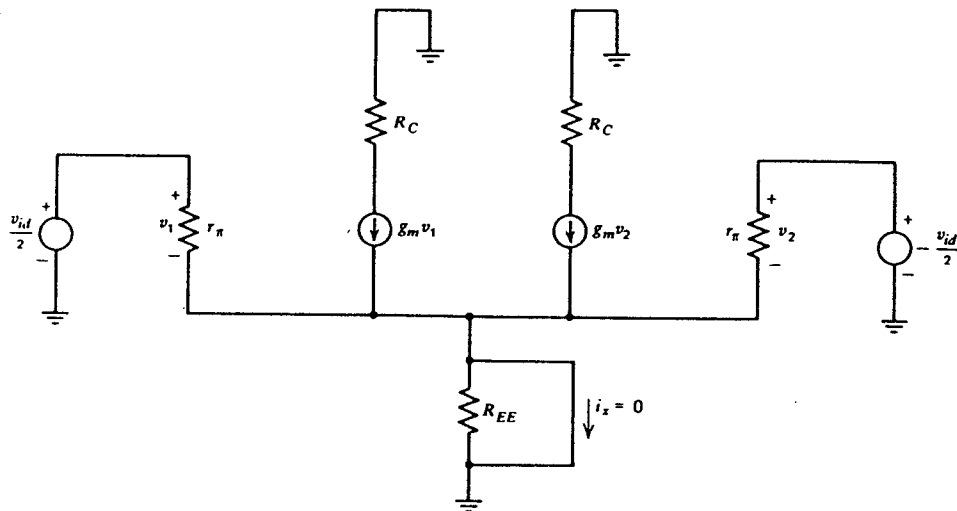


Fig. 3.46 Circuitul de mod diferențial cu nodul emitorului legat la masă. Din cauza simetriei circuitului curentul  $i_x$  este nul.

circuitul este echilibrat, tensiunea în emitoarele tranzistoarelor va rămâne nemodificată. Deoarece în acest nod nu se simte nici o variație de tensiune comportarea circuitului nu va fi afectată de plasarea — vezi fig. 3.46 — a unui scurtcircuit între acest punct și masă.

Câștigul circuitului se poate calcula acum analizând doar o singură parte a amplificatorului echilibrat. Acest circuit simplificat, indicat în fig. 3.47, este denumit semicircuitul de mod diferențial, fiind util pentru analiza funcționării amplificatoarelor diferențiale de toate tipurile, atât la joasă frecvență cât și la înaltă frecvență. Din examinarea fig. 3.47 rezultă

$$\frac{v_{od}}{2} = -g_m R_C \frac{v_{id}}{2} \quad (3.107)$$

și

$$A_d = \frac{v_{od}}{v_{id}} = -g_m R_C. \quad (3.108)$$

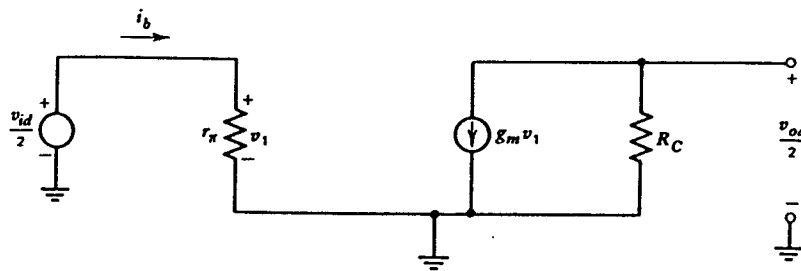


Fig. 3.47 Semicircuitul de mod diferențial.

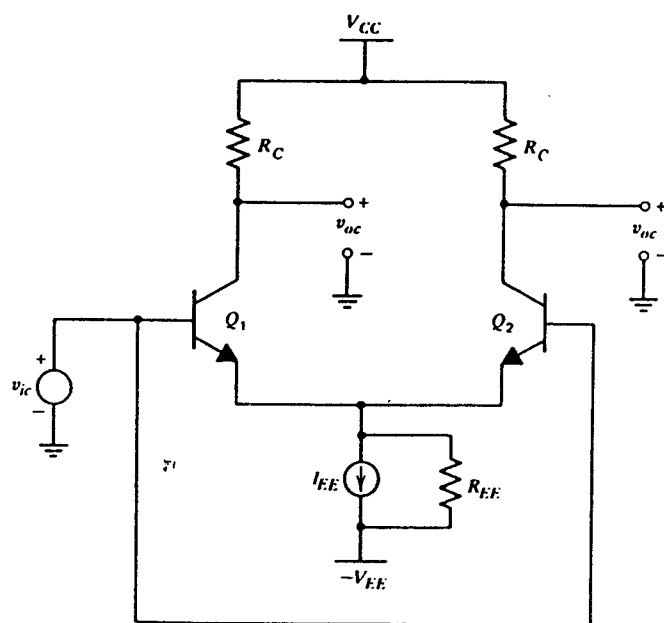


Fig. 3.48 Perechea cu cuplaj în emitor cu un semnal de intrare numai de mod comun.

Să considerăm acum o excitație **numai de mod comun**. Circuitul din fig. 3.42 se redesenează ca în fig. 3.48 cu tensiunea de mod diferențial adusă la zero. Circuitul echivalent de semnal mic este indicat în fig. 3.49, cu o modificare: rezistorul  $R_{EE}$  a fost despărțit în două rezistoare conectate în paralel, fiecare egal cu  $2R_{EE}$ . Se observă că cele două tranzistoare au aplicată pe joncțiunea emitor-bază exact aceeași tensiune, fapt care implică în mod necesar și egalitatea curenților de colector. De asemenea se observă că din cauza simetriei circuitului curentul care trece prin conexiunea dintre cele două emitoare este nul. Ca urmare comportarea

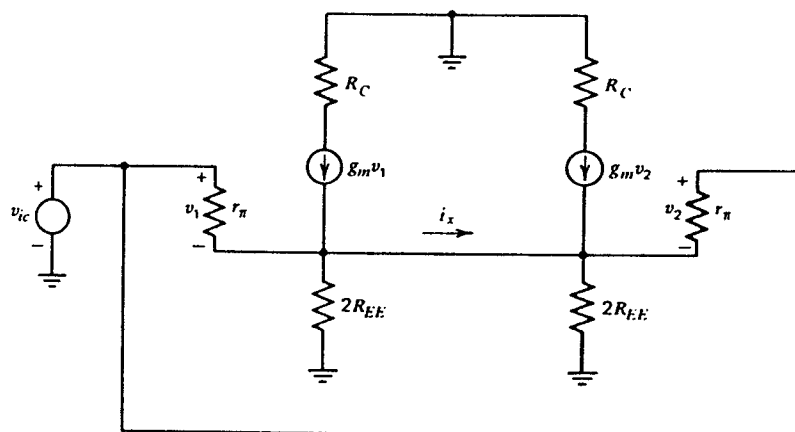


Fig. 3.49 Circuitul echivalent de semnal mic, pentru un semnal de intrare numai de mod comun.

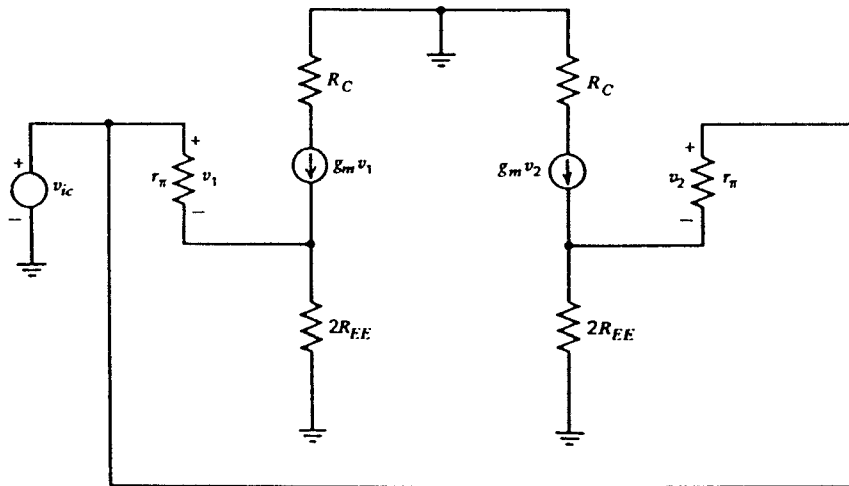


Fig. 3.50 Circuitul echivalent de mod comun, modificat.

circuitului nu se modifică dacă se îndepărtează această legătură, ca în fig. 3.50. O dată cu îndepărtarea sa circuitul se reduce la două semicircuite care sunt total independente. Pentru a descrie comportarea circuitului este suficient să se analizeze doar unul din aceste semicircuite. În fig. 3.51 se prezintă semicircuitul de mod comun. Prin adunarea tensiunilor pe bucla care conține sursa de semnal, joncțiunea bază-emitor și  $2R_{EE}$  se obține

$$v_{ic} - i_b r_\pi - i_b (\beta_0 + 1) 2R_{EE} = 0, \quad (3.109)$$

$$i_b = \frac{v_{ic}}{r_\pi + 2R_{EE}(\beta_0 + 1)}. \quad (3.110)$$

Tensiunea de mod comun de la ieșire este dată de

$$v_{oc} = -R_C i_c = -R_C \beta_0 i_b = v_{ic} \frac{-\beta_0 R_C}{r_\pi + 2R_{EE}(\beta_0 + 1)} \quad (3.111)$$

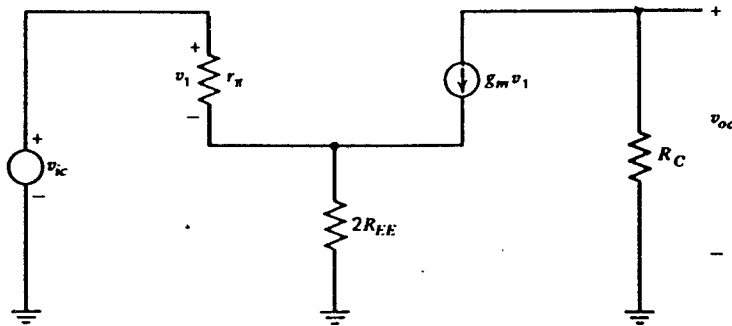


Fig. 3.51 Semicircuitul de mod comun.

relație din care rezultă:

$$A_c = \frac{v_{oc}}{v_{ic}} = - \frac{g_m R_C}{1 + 2g_m R_{EE} \left[ 1 + \frac{1}{\beta_0} \right]} \quad (3.112)$$

### 3.4.5 Raportul de rejecție a modului comun

Majoritatea aplicațiilor în care se utilizează amplificatoarele diferențiale impun amplificarea tensiunilor diferențiale în prezența unor tensiuni de mod comun fluctuante. Deoarece, în mod obișnuit, semnalul care trebuie prelucrat este semnalul diferențial, răspunsul la semnalul de mod comun produce la ieșire un semnal de eroare care nu poate fi deosebit de semnalul util. Rezultă că un obiectiv important al proiectării amplificatoarelor diferențiale va fi dat de reducerea la minimum atât a câștigului de mod comun, cât și a câștigului de la modul comun la modul diferențial.

Raportul de rejecție a modului comun (CMRR — *common mode rejection ratio*) este definit de regulă ca raportul dintre câștigul de mod diferențial și câștigul de mod comun:

$$\text{CMRR} \triangleq \left| \frac{A_d}{A_c} \right|. \quad (3.113)$$

Expresia raportului de rejecție a modului comun pentru cazul particular al unui etaj format dintr-o pereche cu cuplaj în emitoare, se obține prin utilizarea relațiilor 3.108 și 3.112:

$$\text{CMRR} = 1 + 2g_m R_{EE} \left[ 1 + \frac{1}{\beta_0} \right]. \quad (3.114)$$

Din această expresie rezultă că raportul de rejecție a modului comun se îmbunătățește odată cu creșterea valorii rezistenței de ieșire a sursei de curent din emitoare,  $R_{EE}$ .

Raportul de rejecție a modului comun este utilizat ca factor de merit și în caracterizarea amplificatoarelor diferențiale cu mai multe etaje și a amplificatoarelor operaționale. În astfel de circuite, factorul important în valoarea totală a CMRR este dat în mod obișnuit de câștigul de la modul comun la modul diferențial al primului etaj. Acest aspect legat de funcționarea amplificatorului diferențial va fi discutat în *Capitolul 6*.

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze raportul de rejecție a modului comun pentru perechea cu cuplaj în emitoare, polarizată prin rezistență în emitoare, din fig. 3.52.

$$\text{CMRR} = \left[ \frac{1}{1 + 2g_m R_{EE} \left[ 1 + \frac{1}{\beta_0} \right]} \right]^{-1} \approx \left[ \frac{1}{2 \frac{I_C R_{EE}}{V_T}} \right]^{-1} = 2 \frac{I_C R_{EE}}{V_T} = \frac{I_{EE} R_{EE}}{V_T}.$$

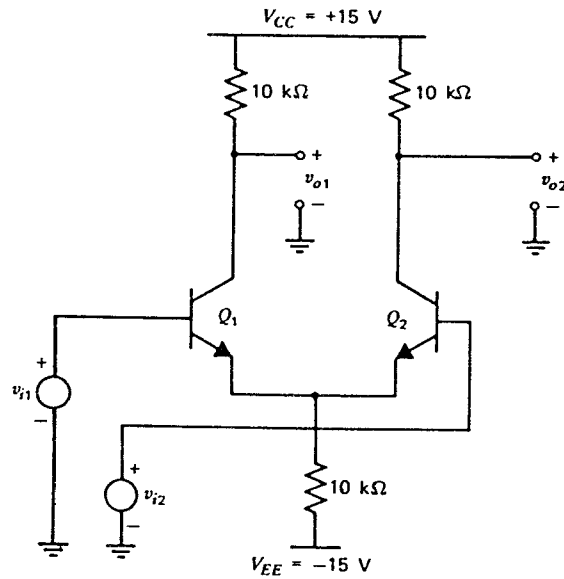


Fig. 3.52 Circuitul din exemplul de pe această pagină.

În acest caz

$$\text{CMRR} = \frac{14,3 \text{ V}}{26 \text{ mV}} = 550 = 54 \text{ dB} .$$

Se observă că, dată fiind polarizarea prin rezistență, îmbunătățirea CMRR a acestui circuit de bază nu este posibilă fără a crește căderea de tensiune pe  $R_{EE}$ . În practică această creștere impune și creșterea tensiunii de alimentare, ceea ce de multe ori nu este posibil.

### 3.4.6 Rezistența de intrare de mod comun și de mod diferențial

Rezistența de intrare constituie un obiectiv important al proiectării amplificatoarelor diferențiale, deoarece aceste amplificatoare sunt utilizate curent ca etaje de intrare în circuitele de instrumentație. Rezistența de intrare diferențială,  $R_{id}$ , este definită ca raportul dintre tensiunea diferențială de semnal mic de la intrare,  $v_{id}$ , și curentul de semnal mic de la intrare,  $i_b$ , în condițiile în care la intrare se aplică o tensiune diferențială pură. Din examinarea fig. 3.47, rezultă

$$\frac{v_{id}}{2} = i_b r_{\pi} \quad (3.115)$$

și ca urmare

$$R_{id} = \frac{v_{id}}{i_b} = 2 r_{\pi} . \quad (3.116)$$

Deci rezistența de intrare diferențială depinde de rezistența  $r_{\pi}$  a tranzistorului, care crește odată cu creșterea câștigului în curent  $\beta$  și odată cu scăderea curentului de colector. Rezultă că

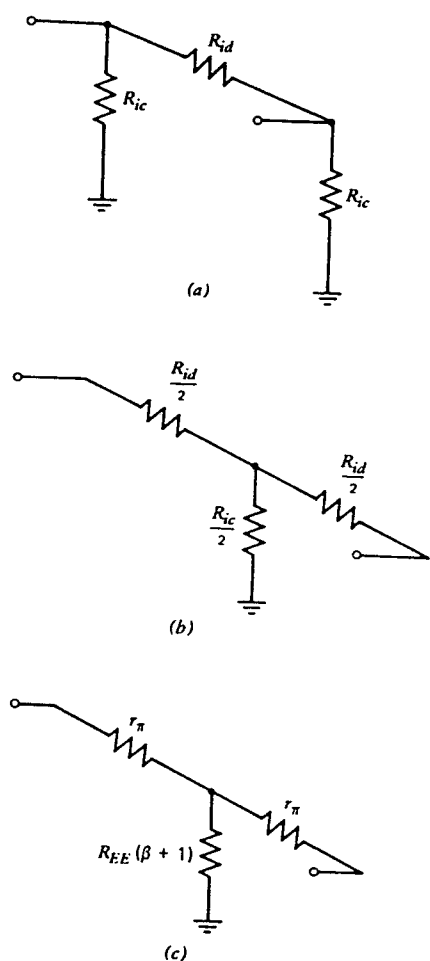


Fig. 3.53 (a) Circuitul echivalent la intrare, general, de semnal mic, la joasă frecvență pentru un amplificator diferențial. (b) Circuitul echivalent în T. (c) Circuitul echivalent la intrare pentru perechea cu cuplaj în emitor (fără rezistențe de degenerare în emitor).

valorile mari ale rezistenței de intrare se obțin atunci când perechea cu cuplaj în emitoare funcționează la nivele mici de curent de polarizare.

Rezistența de intrare de mod comun,  $R_{ic}$ , este definită ca raportul dintre tensiunea de mod comun de semnal mic,  $v_{ic}$ , și curentul de intrare de semnal mic,  $i_b$ , în condițiile în care la intrare se aplică o tensiune de mod comun pură. Din fig. 3.50, pentru perechea cu cuplaj în emitoare, se obține utilizând (3.110):

$$R_{ic} = \frac{v_{ic}}{i_b} = r_{\pi} + 2R_{EE}(1 + \beta_0). \quad (3.117)$$

Curentul de semnal mic de intrare, în situația în care la intrare se aplică atât tensiuni de mod diferențial cât și tensiuni de mod comun, se poate găsi prin superpoziție, fiind dat de:

$$i_{b1} = \frac{v_{id}}{R_{id}} + \frac{v_{ic}}{R_{ic}},$$

$$i_{b2} = -\frac{v_{id}}{R_{id}} + \frac{v_{ic}}{R_{ic}}.$$

Deci rezistența de intrare se poate reprezenta prin circuitul echivalent în  $\pi$  din fig. 3.53a (în care s-a presupus că  $R_{ic}$  este mult mai mare ca  $R_{id}$ ). Acest circuit se poate transforma într-un circuit echivalent în T — vezi fig. 3.53b (se menține presupunerea că  $R_{ic}$  este mult mai mare ca  $R_{id}$ ). Valorile rezistențelor din circuitul echivalent în T pentru o pereche cu cuplaj în emitoare sunt indicate în fig. 3.53c.

### 3.5 PERECHI DE TECJ CU CUPLAJ ÎN SURSE

În proiectarea amplificatorului diferențial un obiectiv important îl constituie reducerea la minimum a curentului continuu de polarizare al intrărilor circuitului și creșterea la maximum a rezistenței de intrare diferențiale. Deoarece TECJ au o rezistență de intrare practic infinită, ele constituie dispozitivele preferate pentru etajele de intrare ale amplificatoarelor cărora li se cere o rezistență de intrare foarte mare și/sau un curent de polarizare al intrării foarte mic. În circuitele analogice CMOS în care sunt disponibile numai TECJ, blocul fundamental de



circuit îl constituie perechea cu cuplaj în surse. În tehnologiile BiFET, TECJ disponibile sunt utilizate atunci când se urmărește obținerea unei rezistențe de intrare foarte mari. Totodată, deoarece în aceste tranzistoare conducția curentului are loc în volumul semiconductorului ele realizează performanțe de zgomot mai bune la joasă frecvență vezi (vezi *Capitolul 11*) în comparație cu ceea ce se obține într-un proces BiCMOS sau CMOS.

În această secțiune vom analiza comportarea de curent continuu și de semnal mic a perechii cu cuplaj în surse.

### 3.5.1 Analiza de curent continuu de semnal mare

Perechea cu cuplaj în surse<sup>9</sup> cu TECJ cu canal  $n$  care va fi analizată în această secțiune este prezentată în fig. 3.54a. Analiza se aplică direct și pentru cazul TECJ cu canal  $p$ , prin modificarea convenabilă a semnelor tensiunilor și curenților. Pentru această analiză de semnal mare, se va presupune că rezistența incrementală a sursei de polarizare este infinită și că se poate neglija rezistența de intrare a TECJ. De asemenea, se va presupune că tranzistoarele și rezistențele din drenă sunt identice.

Începem prin a scrie suma tensiunilor pe ochiul care conține sursele de semnal:

$$V_{i1} - V_{gs1} + V_{gs2} - V_{i2} = 0. \quad (3.118)$$

Pentru fiecare TECJ, se va presupune că dependența curentului de drenă,  $I_d$ , de tensiunea de grilă  $V_{gs}$  este dată de legea pătratică aproximativă (1.150), discutată în *Capitolul 1*:

$$I_d = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^2 \quad (3.119)$$

sau

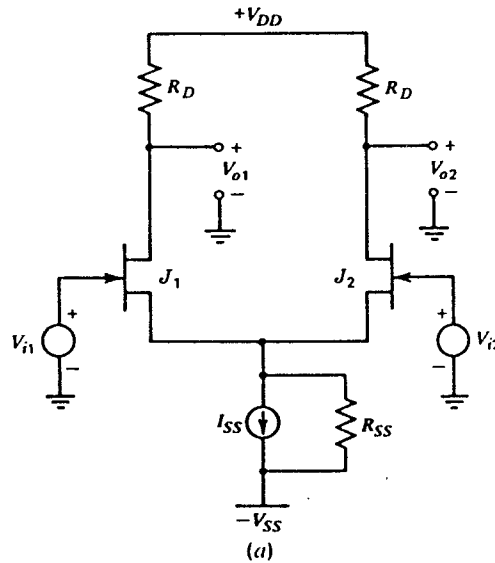


Fig. 3.54a Pereche de cuplaj în surse cu TECJ cu canal  $n$ .

$$\frac{V_{gs}}{V_P} = 1 - \sqrt{\frac{I_d}{I_{DSS}}} \quad (3.120)$$

Combinând (3.118) cu (3.120) se obține

$$\frac{V_{i1} - V_{i2}}{V_P} = -\sqrt{\frac{I_{d1}}{I_{DSS}}} + \sqrt{\frac{I_{d2}}{I_{DSS}}} \quad (3.121)$$

Scriind suma curenților în nodul sursei de curent se găsește:

$$I_{d1} + I_{d2} = I_{SS} \quad (3.122)$$

Combinând (3.121) cu (3.122) și rezolvând ecuația de gradul doi rezultă

$$I_{d1} = \frac{I_{SS}}{2} \left[ 1 + \frac{V_{id}}{V_P} \sqrt{2 \left( \frac{I_{DSS}}{I_{SS}} \right) - \left( \frac{V_{id}}{V_P} \right)^2 \left( \frac{I_{DSS}}{I_{SS}} \right)^2} \right], \quad (3.123)$$

$$I_{d1} = \frac{I_{SS}}{2} \left[ 1 - \frac{V_{id}}{V_P} \sqrt{2 \left( \frac{I_{DSS}}{I_{SS}} \right) - \left( \frac{V_{id}}{V_P} \right)^2 \left( \frac{I_{DSS}}{I_{SS}} \right)^2} \right], \quad (3.124)$$

unde s-a notat  $V_{id} = V_{i1} - V_{i2}$ .

Se observă că, pentru tensiuni diferențiale suficient de mari la intrare, tot curentul  $I_{SS}$  trebuie să treacă printr-unul din tranzistoare. În această situație dacă  $I_{SS}$  ar fi *mai mare* ca  $I_{DSS}$  joncțiunea grilă-canal a TECJ care conduce, ajunge să fie polarizată direct; se justifică astfel presupunerea tacită făcută în analiza anterioară că  $I_{SS} \leq I_{DSS}$ .

Valorile tensiunii diferențiale de la intrare pentru care conduc ambele tranzistoare se află în gama:

$$\left| \frac{V_{id}}{V_P} \right| < \sqrt{\frac{I_{SS}}{I_{DSS}}} \quad (3.125)$$

În afara acestei game de valori ale tensiunii  $V_{id}$ , curentul de la ieșire ia o valoare constantă, fie nulă, fie egală cu  $I_{SS}$ . Expresiile 3.123 și 3.124 sunt valabile numai pentru gama de valori ale tensiunii  $V_{id}$  dată de (3.125). Cei doi curenți sunt trasați în fig. 3.54b pentru câteva cazuri tipice. Compararea acestor curbe cu acelea corespunzătoare tranzistoarelor bipolare (vezi fig. 3.38) arată că pentru circuitul cu TECJ gama de valori ale tensiunii  $V_{id}$  pentru care comportarea este aproape liniară este mult mai mare. Această gamă reprezintă o fracțiune din tensiunea de închidere,  $V_P$ , a TECJ (valoarea tipică este de 2—5 V) și nu un multiplu de  $V_T$  (26 mV) ca în cazul tranzistoarelor bipolare.

Tensiunea diferențială de la ieșire  $V_{od} = V_{o1} - V_{o2}$  este dată de

$$V_{od} = -(I_{d1}R_D - I_{d2}R_D) \quad (3.126)$$

în care înlocuind relațiile 3.123 și 3.126 se obține:

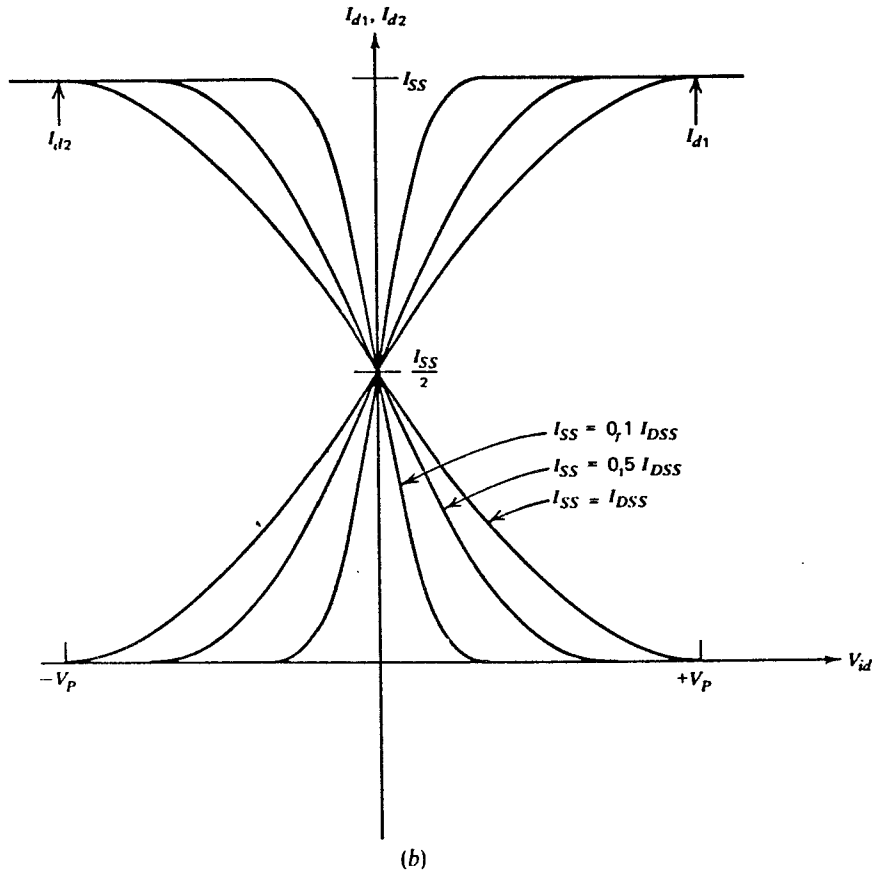


Fig. 3.54b Caracteristica de transfer în curent continuu pentru o pereche de TECJ cu cuplaj în surse.

$$V_{od} = -\frac{I_{SS} R_D}{V_P} V_{id} \times \sqrt{2 \left( \frac{I_{DSS}}{I_{SS}} \right) - \left( \frac{V_{id}}{V_P} \right)^2 \left( \frac{I_{DSS}}{I_{SS}} \right)^2}. \quad (3.127)$$

Pentru perechea cu TECMOS, în condițiile în care se neglijează efectul de substrat, analiza se desfășoară la fel ca și pentru perechea cu TECJ. Utilizând în locul (3.119) expresia 1.175 și înlocuind TECJ cu TECMOS cu canal  $n$  se găsește că

$$\Delta I_d = \mu_n \frac{C_{ox} W}{2L} V_{id} \sqrt{\frac{2I_{SS}}{\mu_n (C_{ox} W/2L)} - V_{id}^2} \quad (3.128)$$

unde

$$\Delta I_d = I_{d1} - I_{d2}. \quad (3.129)$$

Această expresie este valabilă în cazul în care ambele tranzistoare funcționează în regiunea de saturație, condiție care se transferă în condiția

$$|V_{id}| \leq \sqrt{\frac{I_{SS}}{\mu_n (C_{ox} W/2L)}} \quad (3.130)$$

De observat că pentru perechile TECJ și TECMOS gama de valori a tensiunii  $V_{id}$  pentru care ambele dispozitive sunt active depinde de dimensiunile tranzistoarelor și de curentul de polarizare. Această situație diferă de aceea de la perechea bipolară, pentru care această gamă de valori este de aproximativ  $\pm 60$  mV (la 300K), independentă de dimensiunile și de polarizarea tranzistoarelor. De fapt, s-ar putea spune că perechea cu cuplaj în surse se comportă oarecum asemănător cu perechea cu cuplaj în emitoare cu rezistențe de degenerare în emitor alese astfel încât să rezulte o valoare dată a gamei semnalului de la intrare. Din (3.125) și (3.130) se poate arăta că valoarea tensiunii diferențiale de intrare necesară pentru a aduce unul din tranzistoare chiar la limita regiunii de tăiere este de  $\sqrt{2} |V_{GS} - V_t|$  pentru TECMOS și  $\sqrt{2} |V_{GS} - V_t|$  pentru TECJ ( $V_{GS}$  are valoarea din punctul static de funcționare în condițiile în care tensiunea diferențială de intrare este nulă). În proiectarea de circuite MOS analogice este importantă mărimea notată  $\Delta V_{GSQ} = V_{GS} - V_t$  care reprezintă valoarea cu care tensiunea  $V_{GS}$  se depărtează de tensiunea de prag,  $V_t$ , în punctul static de funcționare. În amplificatoarele operaționale MOS, tranzistoarele de intrare funcționează cu o valoare tipică a mărimii  $\Delta V_{GSQ}$  de ordinul sutelor de mV. Din (1.175) se găsește că

$$\Delta V_{GSQ} = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n C_{ox} (W/L)}} \quad (3.131)$$

### 3.5.2 Analiza de semnal mic

Deoarece modelul de semnal mic al TECJ este asemănător cu acela al tranzistorului bipolar rezultatele obținute pentru perechea cu cuplaj în emitoare se vor putea utiliza cu ușoare modificări. Pentru TECJ rezistența de intrare este practic infinită. Pentru perechea cu cuplaj în surse câștigul diferențial și câștigul de mod comun sunt date de (3.103), respectiv (3.104), în care se înlocuiește valoarea  $g_m$  a transconductanței dată de (1.153) sau (1.185).

Transconductanța unui TECJ, în comparație cu transconductanța unui tranzistor bipolar care funcționează la același curent static, este mult mai mică, tipic, cu un factor de aproximativ 40. Deci, pentru aceeași valoare a rezistorului de sarcină, amplificatorul diferențial cu TECJ va avea un câștig diferențial mai mic decât cel cu tranzistoare bipolare. Cum însă câștigul de mod comun nu este și el semnificativ mai mic, circuitul cu TECJ va avea raportul de rejecție a modului comun mult mai slab.

#### ■ EXEMPLU

Să se determine câștigul de mod diferențial, câștigul de mod comun și raportul de rejecție a modului comun (CMRR) pentru perechea cu cuplaj în surse din fig. 3.55. Se va presupune  $V_p = -2V$ ,  $I_{DSS} = 2$  mA.

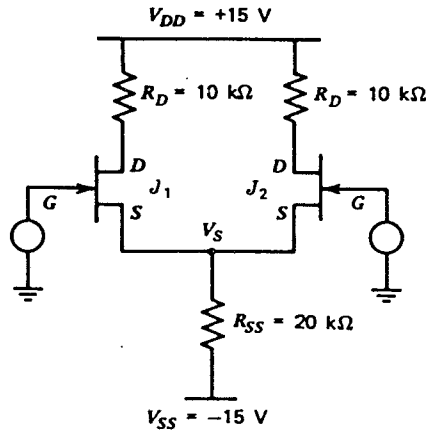


Fig. 3.55 Circuitul din exemplul de pe pagina anterioară, pentru calculul câștigului diferențial și câștigului de mod comun.

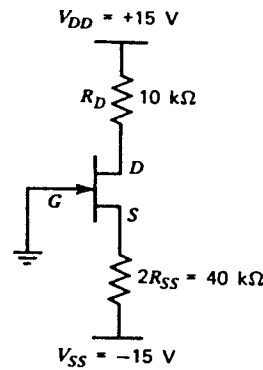


Fig. 3.56 Circuit pentru calculul valorii curentului de drenă  $I_D$ , din punctul static de funcționare.

Începem cu determinarea valorilor  $I_D$  și  $V_{GS}$  ale TECJ din punctul static de funcționare. Considerând semicircuitul de mod comun de curent continuu din fig. 3.56 se obține:

$$V_{GS} + 2I_D R_{SS} - 15 \text{ V} = 0 .$$

Deoarece

$$V_{GS} = V_P \left( 1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right)$$

rezultă:

$$V_P \left( 1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right) + 2I_D R_{SS} = 15 \text{ V} .$$

Soluția acestei ecuații de gradul doi este

$$I_{D1,2} = I_{DSS} \left\{ \frac{V_P}{4I_{DSS}R_{SS}} \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{8I_{DSS}R_{SS}}{V_P} \left( 1 - \frac{15 \text{ V}}{V_P} \right)} \right] \right\}^2 = 0,40 \text{ mA}$$

deci tensiunea grilă-sursă are valoarea:

$$V_{GS} = V_P \left( 1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right) = -1,1 \text{ V} .$$

Ca urmare

$$V_S = +1,1 \text{ V}$$

față de masă, iar

$$I_{SS} = \frac{16,1 \text{ V}}{20 \text{ k}\Omega} \cong 0,80 \text{ mA} .$$

Acum se poate calcula transconductanța  $g_m$ :

$$g_m = \frac{2}{|V_P|} \sqrt{|I_D I_{DSS}|} = \frac{2}{2 \text{ V}} \sqrt{(0,4 \times 10^{-3})(2 \times 10^{-3})} = 0,89 \times 10^{-3} \text{ A/V}$$

obținându-se în continuare

$$A_d = -g_m R_D = (0,89 \times 10^{-3})(10 \text{ k}\Omega) = -8,9 ,$$

$$A_c = \frac{-g_m R_D}{1 + 2g_m R_{SS}} = \frac{-8,9}{1 + 2(0,89 \times 10^{-3})(20 \text{ k}\Omega)} = -0,24 ,$$

$$\text{CMRR} = \frac{A_d}{A_c} = 37 = 31 \text{ dB} .$$

### 3.6 EFECTELE NEÎMPERECHERII COMPONENTELOR ÎN AMPLIFICATOARELE DIFERENȚIALE

Un aspect important al funcționării amplificatoarelor diferențiale îl constituie valoarea minimă care mai poate fi sesizată a tensiunii diferențiale de curent continuu de la intrare. Prezența neîmperecherii componentelor, chiar în interiorul amplificatorului, și driftul cu temperatura al valorilor componentelor produc la ieșire tensiuni diferențiale care nu pot fi deosebite de acelea produse de semnalul care trebuie să fie amplificat. În multe sisteme analogice acest tip de erori de curent continuu determină limitarea de bază asupra rezoluției sistemului: ca urmare luarea în considerație a ofseturilor induse de neîmperecheri constituie de multe ori un punct esențial al proiectării de circuite analogice. Pentru amplificatoarele diferențiale cu tranzistoare, efectul neîmperecherilor asupra funcționării de curent continuu este reprezentat cel mai convenabil de două mărimi: tensiunea de ofset la intrare și curentul de ofset la intrare\*. Aceste mărimi reprezintă efectul referit la intrare al tuturor neîmperecherilor de componente din interiorul amplificatorului<sup>7,8</sup>.

După cum se ilustrează în fig. 3.57, comportarea în curent continuu a amplificatorului care are neîmperecheri este identică cu aceea a unui amplificator ideal fără neîmperecheri dar căruia i se adaugă în serie la intrare o sursă de tensiune de ofset și în paralel pe terminalele de intrare o sursă de curent de ofset. Aceste mărimi sunt de obicei dependente de temperatură și de tensiunea de intrare de mod comun.

În această secțiune se vor calcula tensiunea și curentul de ofset la intrare, atât pentru perechea cu cuplaj în emitoare cât și pentru perechile cu TECJ și TECMO cu cuplaj în surse.

\* În mod riguros aceste mărimi trebuie denumite *tensiunea de ofset referită la intrare și curentul de ofset referit la intrare*. În românește se utilizează numai denumirile *tensiune/curent de ofset* și *tensiune/curent de ofset la intrare*, care vor fi folosite în continuare în această carte. Mențiunea „referită la intrare” se va face explicit numai acolo unde pot apare neclarități. În românește se mai utilizează și denumirea de *tensiune/curent de decalaj la intrare* (n.t.).

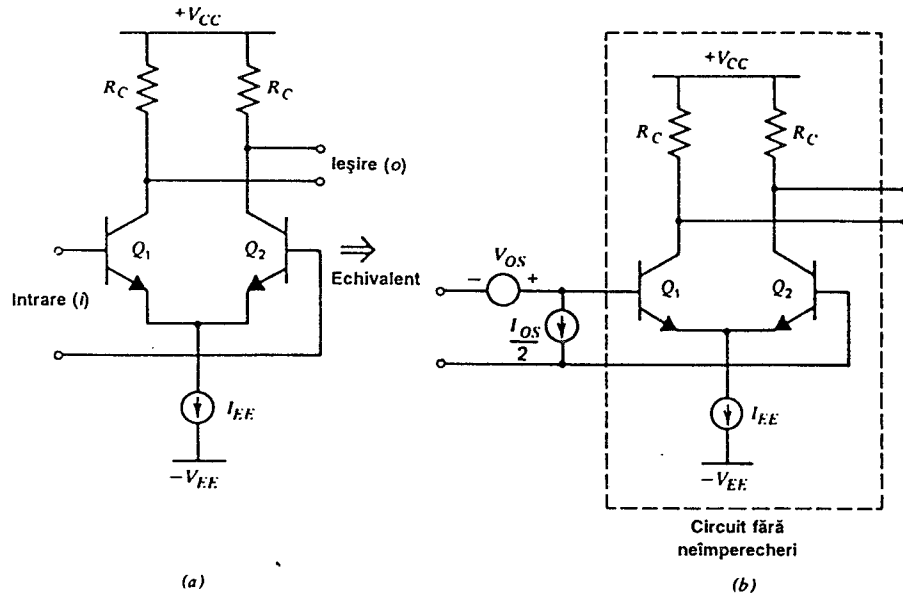


Fig. 3.57 Tensiunea echivalentă de offset la intrare ( $V_{OS}$ ) și curentul de offset la intrare ( $I_{OS}$ ) pentru o pereche cu cuplaj în emitor. (a) Circuitul real care conține neîmperecheri. (b) Circuitul echivalent cu componente împerecheate, cu tensiunea și curentul de offset referite la intrare.

### 3.6.1 Tensiunea de offset la intrare a perechii cu cuplaj în emitoare

Sursele dominante ale erorii de offset în perechea cu cuplaj în emitoare din fig. 3.57a sunt date de neîmperecherile în grosimea bazei, în nivelul de dopare al bazei și al colectorului tranzistoarelor, în aria efectivă de emitor a tranzistoarelor și în rezistoarele de sarcină din colectoare. Cu scopul de a se obține rezultate analitice suficient de simple pentru o interpretare intuitivă, analiza se va desfășura presupunându-se un tranzistor cu o bază uniformă. Rezultatele pentru cazul bazei neuniforme sunt asemănătoare, deși procedura analitică este mult mai laborioasă. Deoarece în majoritatea cazurilor curentul de bază din punctul static de funcționare este suficient de mic, astfel încât căderea de tensiune în rezistența  $r_b$  să fie neglijabilă, prezența rezistenței  $r_b$  se va ignora.

Referindu-ne la fig. 3.57b se observă că tensiunea de offset la intrare,  $V_{OS}$ , este egală cu acea valoare a tensiunii  $V_{id}$  care trebuie aplicată la intrare pentru a aduce la zero tensiunea diferențială de la ieșire. Folosind această observație tensiunea de offset  $V_{OS}$  se obține scriind în fig. 3.57b suma tensiunilor pe ochiul corespunzător sursei de intrare:

$$V_{OS} - V_{BE1} + V_{BE2} = 0, \quad (3.132)$$

$$V_{OS} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \frac{I_{S2}}{I_{S1}}. \quad (3.133)$$

Factorii care determină curentul de saturație,  $I_S$ , al unui tranzistor bipolar au fost discutați în Capitolul 1. Expresiile curenților de saturație, pentru cazul tranzistoarelor cu baza uniformă, sunt:

$$I_{S1} = \frac{qn_i^2 \bar{D}_n}{N_A W_{B1}(V_{CB})} A_1 = \frac{qn_i^2 \bar{D}_n}{Q_{B1}(V_{CB})} A_1, \quad (3.134)$$

$$I_{S2} = \frac{qn_i^2 \bar{D}_n}{N_A W_{B2}(V_{CB})} A_2 = \frac{qn_i^2 \bar{D}_n}{Q_{B2}(V_{CB})} A_2, \quad (3.135)$$

unde  $W_B(V_{CB})$  este grosimea bazei în funcție de tensiunile  $V_{CB}$ ,  $N_A$  concentrația de acceptori în bază iar  $A$  aria emitorului. Produsul  $N_A W_B(V_{CB})$  — care reprezintă concentrația totală de impurități din bază pe unitatea de arie — s-a notat  $Q_B(V_{CB})$ . Pentru ca tensiunea  $V_{od}$  să fie nulă este necesar ca

$$I_{C1} R_{C1} = I_{C2} R_{C2}, \quad \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{R_{C2}}{R_{C1}}. \quad (3.136)$$

Combinarea relațiilor 3.133 și 3.136 duce la următoarea expresie pentru tensiunea de offset:

$$V_{OS} = V_T \ln \left[ \frac{R_{C2}}{R_{C1}} \frac{A_2}{A_1} \frac{Q_{B1}(V_{CB})}{Q_{B2}(V_{CB})} \right]. \quad (3.137)$$

Această expresie leagă tensiunea de offset la intrare de neîmperecherile în parametrii tranzistoarelor și ale rezistoarelor  $R_C$ . De obicei argumentul funcției logaritmice este foarte apropiat de unitate, ceea ce face ca expresia 3.137 să poată fi interpretată într-o modalitate mai intuitivă și mai convenabilă. În acest sens în secțiunea care urmează se va realiza o analiză aproximativă, valabilă în condițiile în care neîmperecherile sunt mici.

### 3.6.2 Tensiunea de offset a perechii cu cuplaj în emitoare. Analiza aproximativă

În cazurile de interes practic, care implică tensiuni și curenți de offset, neîmperecherea între oricare doi parametri de circuit — care nominal sunt pereche — este de obicei mică în comparație cu valoarea lor nominală. Această observație conduce la o procedură de calcul în care fiecare din contribuțiile individuale la tensiunea de offset sunt luate în considerație pe rând, separat, și apoi adunate la sfârșit. Să scriem din nou (3.137):

$$V_{OS} = V_T \ln \left[ \left[ \frac{R_{C2}}{R_{C1}} \right] \left[ \frac{A_2}{A_1} \right] \left[ \frac{Q_{B1}(V_{CB})}{Q_{B2}(V_{CB})} \right] \right]. \quad (3.138)$$

Pentru a descrie neîmperecherea dintre componente, se vor defini doi noi parametri:

$$\Delta X = X_1 - X_2, \quad (3.139)$$

$$X = \frac{X_1 + X_2}{2}. \quad (3.140)$$

Deci  $\Delta X$  este diferența între doi parametri, iar  $X$  este valoarea medie a doi parametri care nominal sunt pereche (de observat că  $\Delta X$  poate fi pozitiv sau negativ). De exemplu



$$\begin{aligned}\Delta R_C &= R_{C1} - R_{C2} , \\ R_C &= \frac{R_{C1} + R_{C2}}{2} .\end{aligned}\quad (3.141)$$

Inversând (3.139) și (3.140) se obține

$$X_1 = X + \frac{\Delta X}{2} , \quad (3.142)$$

$$X_2 = X - \frac{\Delta X}{2} . \quad (3.143)$$

Aceste relații se folosesc în (3.138) și se obține:

$$V_{os} = V_T \ln \left[ \left[ \frac{R_C - \frac{\Delta R_C}{2}}{R_C + \frac{\Delta R_C}{2}} \right] \left[ \frac{A - \frac{\Delta A}{2}}{A + \frac{\Delta A}{2}} \right] \left[ \frac{Q_B - \frac{\Delta Q_B}{2}}{Q_B + \frac{\Delta Q_B}{2}} \right] \right] . \quad (3.144)$$

Cu presupunerea că

$$R_C \ll \Delta R_C , \quad A \ll \Delta A , \quad Q_B \ll \Delta Q_B \quad (3.145)$$

această expresie se simplifică astfel:

$$V_{os} = V_T \ln \left[ \left[ 1 - \frac{\Delta R_C}{R_C} \right] \left[ 1 - \frac{\Delta A}{A} \right] \left[ 1 - \frac{\Delta Q_B}{Q_B} \right] \right] . \quad (3.146)$$

Dezvoltând (3.146) în serie Taylor și neglijând termenii de ordin superior se obține

$$V_{os} = V_T \left[ -\frac{\Delta R_C}{R_C} - \frac{\Delta A}{A} + \frac{\Delta Q_B}{Q_B} \right] . \quad (3.147)$$

Deci, în condițiile presupunerilor făcute anterior, s-a obținut pentru tensiunea de offset la intrare o expresie care constituie o superpoziție liniară a efectelor date de diferite componente. Se poate arăta că acest rezultat se poate obține întotdeauna dacă neîmperecherile sunt mici. Trebuie observat că semnele termenilor individuali din (3.147) nu sunt semnificative, deoarece factorii de neîmperechere pot fi pozitivi sau negativi în funcție de sensul de variație al parametrului aleator. Cazul cel mai defavorabil de offset are loc atunci când semnele termenilor sunt astfel încât contribuțiile individuale se adună.

Expresia 3.147 leagă tensiunea de offset de neîmperecherea rezistoarelor și a parametrilor de structură,  $A$  și  $Q_B$ , ai tranzistorului. Cu scopul de a da pentru tensiunea de offset o expresie care să conțină termeni măsurabili electric direct, este convenabil să se rescrie expresia 3.147 în funcție de neîmperecherea în rezistențe și în curenții de saturație ai tranzistoarelor:

$$V_{os} = V_T \left[ -\frac{\Delta R_C}{R_C} - \frac{\Delta I_S}{I_S} \right] \quad (3.148)$$

În această expresie

$$\frac{\Delta I_S}{I_S} = \frac{\Delta A}{A} - \frac{\Delta Q_B}{Q_B}$$

este contribuția tranzistoarelor la tensiunea de offset, reflectată de neîmperecherea curenților de saturație. Factorii de neîmperechere  $\Delta R_C/R_C$  și  $\Delta I_S/I_S$  sunt de fapt parametri aleatori care au o valoare diferită pentru fiecare circuit fabricat, distribuția valorilor observate fiind descrisă de o distribuție de probabilitate. În cazul unui număr mare de eșantioane distribuția tinde către o distribuție normală, sau gaussiană, cu o valoare medie nulă. Valorile tipice observate pentru deviația standard a parametrilor de neîmperechere, descriși mai sus, pentru dispozitive difuzate de arie mică sunt:

$$\sigma_{\Delta R/R} = 0,01, \quad \sigma_{\Delta I_S/I_S} = 0,05. \quad (3.149)$$

Pentru o distribuție gaussiană 68% din eșantioanele considerate au o valoare cuprinsă într-un interval  $\pm\sigma$  față de valoarea medie. Dacă presupunem că valoarea medie a distribuției este zero, atunci pentru distribuția descrisă de (3.149), în cazul unui număr mare de eșantioane, 68% din perechile de rezistoare se împerechează în 1% și 68% din perechile de tranzistoare vor avea curenți de saturație care se împerechează în 5%. Aceste valori pot fi puternic influențate de geometria dispozitivului și de procesul tehnologic (vezi Capitolul 6). Dacă din distribuție luăm un eșantion cu parametrii egali cu deviația standard și factorii de neîmperechere sunt astfel încât ei se adună, tensiunea de offset care rezultă din (3.148) va fi

$$V_{OS} = 26 \text{ mV} \times 0,06 \cong 1,5 \text{ mV}. \quad (3.150)$$

Tranzistoarele de arie mare, realizate prin implantare de ioni și având un layout îngrijit desenat pot ajunge la  $V_{OS} \cong 0,1 \text{ mV}$ . Un parametru mult mai interesant pentru proiectantul de circuite este deviația standard a tensiunii de offset. Deoarece tensiunea de offset este dată de suma a doi parametri aleatori necorelați, deviația standard a sumei este egală cu rădăcina pătrată a sumei pătratelor deviațiilor standard ale celor două contribuții la neîmperechere:

$$\sigma_{V_{OS}} = V_T \sqrt{(\sigma_{\Delta R/R})^2 + (\sigma_{\Delta I_S/I_S})^2}. \quad (3.151)$$

Proprietățile distribuției gaussiene sunt rezumate în *Anexa A3.1*.

### 3.6.3 Driftul tensiunii de offset a perechii cu cuplaj în emitoare

În situația în care perechile cu cuplaj în emitoare sunt utilizate ca amplificatoare de curent continuu de nivel mic pentru care tensiunea de offset este critică, se asigură de obicei posibilitatea ajustării manuale la zero a tensiunii de offset la intrare, cu ajutorul unui potențiomtru extern\*. Odată ce această ajustare a fost făcută, parametrul important nu mai este tensiunea de offset, ci variația acestei tensiuni cu temperatura, denumită obișnuit drift. Pentru marea majoritate a circuitelor concrete sensibilitatea tensiunii de offset la intrare față de temperatură nu este nulă; cu cât excursia de temperatură la care este supus circuitul este mai mare, cu atât va fi mai mare și eroarea introdusă de driftul tensiunii de offset. Driftul tensiunii

\* În limba română ajustarea la zero a tensiunii de offset este denumită curent *reglajul offsetului* (n.t.).

de offset se poate calcula cu ușurință pentru perechea cu cuplaj în emitoare diferențiind expresia 3.147, înlocuind  $V_T = kT/q$  și presupunând că ceilalți termeni din (3.147) sunt independenți de temperatură:

$$\frac{dV_{os}}{dT} = \frac{V_{os}}{T} . \quad (3.152)$$

Deci pentru o pereche cu cuplaj în emitoare driftul tensiunii de offset și tensiunea de offset sunt proporționale. În condițiile presupunerilor făcute anterior o pereche cu cuplaj în emitoare cu o tensiune de offset măsurată, de exemplu, de 2 mV va avea la temperatura camerei un drift de 2 mV/300K sau 6,6  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ . Această dependență se verifică experimental.

Din (3.152) ar rezulta că prin ajustarea la zero, din exterior, a tensiunii de offset se anulează și driftul său. Această concluzie este numai aproximativ adevărată din cauza modului în care se realizează ajustarea la zero<sup>10</sup>. În mod obișnuit în paralel cu o porțiune a uneia din rezistențele de sarcină din colector ale perechii se plasează un potențiomtru. În general coeficientul de temperatură al potențiometrului de ajustare a tensiunii de offset nu se împerechează cu acela al rezistoarelor difuzate, astfel că se introduce o neîmperechere de coeficient de temperatură al rezistoarelor, care poate face driftul mai prost decât în cazul în care nu s-ar fi anulat tensiunea de offset. Cu o proiectare îngrijită se poate obține un drift al tensiunii de offset de ordinul a 1  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ .

### 3.6.4 Curentul de offset la intrare al perechii cu cuplaj în emitoare

Curentul de offset la intrare este egal cu diferența între cei doi curenți de bază ai tranzistoarelor. Deoarece curentul de bază este egal cu curentul de colector împărțit la  $\beta_F$ , curentul de offset va fi

$$I_{os} = \frac{I_{c1}}{\beta_{F1}} - \frac{I_{c2}}{\beta_{F2}} . \quad (3.153)$$

Ca și mai înainte, vom scrie

$$I_{c1} = I_C + \frac{\Delta I_C}{2} , \quad I_{c2} = I_C - \frac{\Delta I_C}{2} , \quad (3.154)$$

$$\beta_{F1} = \beta_F + \frac{\Delta \beta_F}{2} , \quad \beta_{F2} = \beta_F - \frac{\Delta \beta_F}{2} . \quad (3.155)$$

Înlocuind (3.154) și (3.155) în (3.153) expresia curentului de offset devine

$$I_{os} = \frac{I_C + \frac{\Delta I_C}{2}}{\beta_F + \frac{\Delta \beta_F}{2}} - \frac{I_C - \frac{\Delta I_C}{2}}{\beta_F - \frac{\Delta \beta_F}{2}} . \quad (3.156)$$

Prin neglijarea termenilor de ordin superior, (3.156) capătă forma

$$I_{os} = \frac{I_C}{\beta_F} \left[ \frac{\Delta I_C}{I_C} - \frac{\Delta \beta_F}{\beta_F} \right] . \quad (3.157)$$

Neîmperecherea curenților de colector este (din relația 3.136)

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = -\frac{\Delta R_C}{R_C} \quad (3.158)$$

astfel că

$$I_{os} = -\frac{I_C}{\beta_F} \frac{\Delta R_C}{R_C} - \frac{I_C}{\beta_F} \frac{\Delta \beta_F}{\beta_F} \quad (3.159)$$

O distribuție tipică a neîmperecherii în  $\beta_F$  are o deviație standard de 10%. Presupunând o neîmperechere de 10% în  $\beta_F$  și una de 1% a rezistoarelor din colector, se obține

$$I_{os} = -\frac{I_C}{\beta_F} \left[ \frac{\Delta R_C}{R_C} + \frac{\Delta \beta_F}{\beta_F} \right] = -\frac{I_C}{\beta_F} (0,11) = -0,11 I_B \quad (3.160)$$

În multe aplicații valoarea curentului de ofset la intrare — la fel ca și aceea a curentului de intrare — trebuie să fie cât mai mică; în acest sens un bun exemplu îl constituie etajul de intrare al amplificatoarelor operaționale. Diferitele circuite și abordări tehnologice utilizate pentru minimizarea valorii acestor curenți sunt discutate în *Capitolul 6*.

### 3.6.5 Tensiunea de ofset la intrare și driftul său pentru perechea de TECJ cu cuplaj în surse

După cum s-a menționat anterior în acest capitol, prin utilizarea tranzistoarelor cu efect de câmp în etaje de amplificare realizate cu perechi cuplate în surse se asigură — în comparație cu realizarea cu tranzistoare bipolare — o rezistență de intrare mai mare și un curent de polarizare la intrare mai mic. Cu toate acestea, valoarea mai mică a transconductanței TECJ duce în general la valori mai slabe ale tensiunii de ofset la intrare și ale raportului de rejecție al modului comun în comparație cu cazul tranzistoarelor bipolare<sup>11</sup>. În această secțiune se vor calcula acești parametri pentru perechea cu cuplaj în surse.

Circuitul care urmează a fi analizat este indicat în fig. 3.58. Referindu-ne la fig. 1.27 se poate observa că sursa predominantă de ofset va fi dată de neîmperecherile în lățimea canalului,  $W$ , în lungimea canalului,  $L$ , a grosimii,  $2a$ , și a concentrației de impurități  $N_D$ . Din nou analiza se va realiza presupunându-se cazul unui canal uniform; pentru canale neuniforme se obțin rezultate similare. Presupunând că tensiunea  $V_{id}$  a fost ajustată astfel încât să fie anulată tensiunea  $V_{od}$ , prin adunarea tensiunilor pe ochiul surselor de semnal se obține

$$V_{os} - V_{GS1} + V_{GS2} = 0 \quad (3.161)$$

care prin utilizarea relației 3.120 devine

$$V_{os} = V_{P1} \left( 1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS1}}} \right) - V_{P2} \left( 1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS2}}} \right) \quad (3.162)$$

Făcând uz de relațiile

$$I_{D1} = I_D + \frac{\Delta I_D}{2}, \quad I_{D2} = I_D - \frac{\Delta I_D}{2},$$

$$I_{DSS1} = I_{DSS} + \frac{\Delta I_{DSS}}{2}, \quad I_{DSS2} = I_{DSS} - \frac{\Delta I_{DSS}}{2},$$

$$V_{P1} = V_P + \frac{\Delta V_P}{2}, \quad V_{P2} = V_P - \frac{\Delta V_P}{2}$$

care se înlocuiesc în (3.162), după neglijarea termenilor de ordin superior se obține (se presupune că  $\Delta V_P \ll V_P, \Delta I_D \ll I_D, \Delta I_{DSS} \ll I_{DSS}$ ):

$$V_{OS} = \Delta V_P - V_P \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \left( \frac{\Delta I_D}{2I_D} - \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DSS}} + \frac{\Delta V_P}{V_P} \right). \quad (3.163)$$

Tensiunea de ofset se compune deci din două părți, din care una este egală cu neîmperecherea tensiunii de închidere, iar cealaltă conține neîmperecherile rezistențelor de sarcină (prin  $I_D$ ), a curențului  $I_{DSS}$  și a tensiunii de închidere. Tensiunea de închidere depinde de grosimea canalului și de nivelul de dopare iar  $I_{DSS}$  de lățimea, lungimea și grosimea canalului și de nivelul de dopare. Evaluarea celui de-al doilea termen în funcție de parametrii structurii este dificilă. Totuși acest termen este dependent de curent și, în general, poate fi făcut mic în comparație cu primul termen prin utilizarea tranzistorului la curenți foarte mici față de  $I_{DSS}$ . Acest fapt se observă și experimental: valoarea medie a ofsetului (măsurată pentru un număr mare de circuite) se reduce dacă curentul static se micșorează la cea mai mică valoare practicabilă. Se observă totuși că pentru o pereche dată cei doi termeni pot fi de semne opuse, dând o tensiune de ofset care devine nulă pentru o valoare particulară a curențului static.

Presupunând că cel de-al doilea termen a fost făcut neglijabil prin funcționarea la curenți foarte mici, tensiunea de ofset se poate calcula într-o modalitate directă. Se va considera cazul canalului uniform, rezultatele pentru cazul general fiind calitativ asemănătoare. Tensiunea de închidere se obține din (1.151), în funcție de jumătatea grosimii canalului,  $a$ , presupunând o dopare mai slabă a canalului în comparație cu aceea din regiunea grilei:

$$V_P = \frac{qN_D}{2\varepsilon} a^2 - \psi_0.$$

Considerând că doparea canalului este aceeași pentru ambele tranzistoare, deci și  $\psi_0$  este același, rezultă

$$\Delta V_P = 2 \frac{qN_D}{2\varepsilon} a^2 \left( \frac{\Delta a}{a} \right) = 2 (V_P + \psi_0) \left( \frac{\Delta a}{a} \right). \quad (3.164)$$

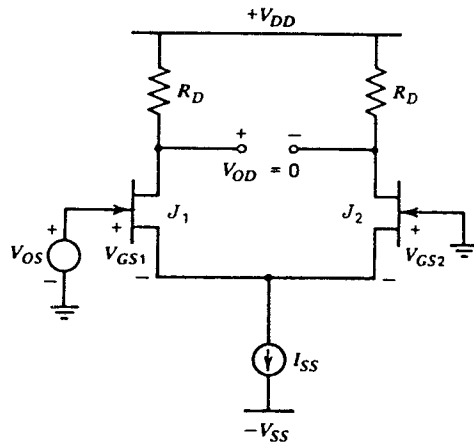


Fig. 3.58. Circuit pentru calculul tensiunii de ofset la intrare a perechii cu cuplaj în surse.

Înlocuind pentru neîmperecherea grosimii canalului valoarea tipică de 0,01 și luând o valoare de 1 V pentru  $(V_p + \psi_0)$  se obține

$$\Delta V_p = 20 \text{ mV} . \quad (3.165)$$

Se constată că această valoare este mult mai mare decât tensiunea de ofset a perechii cu cuplaj în emitoare, în condițiile unor neîmperecheri relative comparabile. În practică, proiectarea îngrijită a tranzistorului și optimizarea procesului tehnologic, utilizând implantarea de ioni, pot duce la o neîmperechere a grosimii canalului mult mai bună de 1%. Totuși chiar dacă toate neîmperecherile ar fi aceleași pentru TEC și bipolar, sensibilitatea tensiunii de închidere  $V_p$  față de lățimea canalului va duce la valori mai mari ale tensiunii de ofset pentru perechea cu TECJ în comparație cu perechea cu tranzistoare bipolare.

Pentru perechile de TECJ cu cuplaj în surse driftul și valoarea tensiunii de ofset nu manifestă aceeași bună corelație observată la perechile cu tranzistoare bipolare. Tensiunea de ofset se compune din mai mulți termeni care au coeficienți de temperatură diferiți. Atât tensiunea de închidere  $V_p$ , cât și curentul  $I_{DSS}$  manifestă o puternică dependență de temperatură, care afectează tensiunea  $V_{GS}$  în sensuri opuse. Dependența de temperatură a curentului  $I_{DSS}$  provine în principal din variația mobilității, care determină pentru curentul de drenă un coeficient de temperatură negativ. Tensiunea de închidere depinde de diferența de potențial internă a joncțiunii grilă-canal, care scade odată cu creșterea temperaturii determinând pentru curentul de drenă un coeficient de temperatură pozitiv. Aceste două efecte pot fi făcute să se anuleze reciproc, pentru o valoare particulară a curentului de drenă, fapt care constituie o proprietate utilă pentru polarizarea independentă de temperatură a amplificatoarelor nediferențiale. Această tehnică nu este totuși de mare folos în configurațiile *diferențiale*, unde deja se realizează o compensare de prim ordin a variațiilor cu temperatura ale tensiunii  $V_{GS}$ .

### 3.6.6 Tensiunea de ofset la intrare și driftul său pentru perechea de TECMOS cu cuplaj în surse

Tensiunea de ofset a perechii de TECMOS cu cuplaj în surse se determină plecând de la fig. 3.58 în care TECJ se înlocuiesc cu TECMOS și folosind (3.161) împreună cu (1.175). Se obține:

$$V_{OS} = V_{GS1} - V_{GS2} , \quad (3.166)$$

$$V_{OS} = V_{t1} + \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu_n C_{ox}(W/L)_1}} - V_{t2} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\mu_n C_{ox}(W/L)_2}} . \quad (3.167)$$

Mărimile diferență și medie sunt definite în modalitatea obișnuită:

$$\Delta I_D = I_{D1} - I_{D2} , \quad (3.168)$$

$$I_D = \frac{I_{D1} + I_{D2}}{2} , \quad (3.169)$$

$$\Delta(W/L) = (W/L)_1 - (W/L)_2, \quad (3.170)$$

$$(W/L) = \frac{(W/L)_1 + (W/L)_2}{2}, \quad (3.171)$$

$$\Delta V_t = V_{t1} - V_{t2}, \quad (3.172)$$

$$\Delta V_t = \frac{V_{t1} + V_{t2}}{2}, \quad (3.173)$$

$$\Delta R_L = R_{L1} - R_{L2}, \quad (3.174)$$

$$R_L = \frac{R_{L1} + R_{L2}}{2}. \quad (3.175)$$

Tensiunea de offset la intrare,  $V_{os}$ , se definește ca fiind tensiunea diferențială care trebuie aplicată la intrare astfel încât tensiunea diferențială de la ieșire să fie nulă. Această condiție este echivalentă cu  $I_{D1}R_{L1} = I_{D2}R_{L2}$ . Folosind această relație și înlocuind în (3.167) se obține după neglijarea termenilor de ordin superior:

$$V_{os} = \Delta V_t + \frac{V_{GS} - V_t}{2} \left[ \frac{-\Delta R_L}{R_L} - \frac{\Delta(W/L)}{(W/L)} \right]. \quad (3.176)$$

Trebuie observat că pentru o neîmperechere dată a rezistențelor de sarcină sau a rapoartelor  $(W/L)$ , valoarea tensiunii de offset la intrare se scalează direct proporțional cu valoarea parametrului  $\Delta V_{GSQ} = (V_{GS} - V_t)$ . În cazul perechii de tranzistoare bipolare cu cuplaj în emitor în expresia tensiunii de offset aceiași termeni de neîmperechere erau multiplicați cu  $V_T$ , mărime care tipic este mult mai mică decât  $\Delta V_{GSQ}$ . Concluzia care rezultă este că perechile de TECMOS cu cuplaj în surse au în mod inerent o tensiune de offset mai mare decât perechile bipolare, în condițiile în care neîmperecherile geometrice și gradientii de proces sunt aceiași.

Dacă se face abstracție de termenul dat de neîmperecherea tensiunilor de închidere motivul pentru care perechile TECMOS au o tensiune de offset mai mare este același ca și în cazul perechilor cu TECJ; raportul dintre transconductanța tranzistorului și curentul său din punctul static de funcționare ( $I_{polarizare}$ ) este mult mai mic decât în cazul tranzistorului bipolar.

Mărimile  $V_T$  din (3.148),  $(V_T/2) \sqrt{I_D/I_{DSS}}$  din (3.163) și  $(V_{GS} - V_t)/2 = \Delta V_{GSQ}/2$  din (3.176) sunt de fapt egale cu  $I_{polarizare}/g_m$  pentru tranzistorul respectiv. Pentru TEC raportul  $I_{polarizare}/g_m$  are valori tipice cuprinse în gama 100–500 mV.

O componentă a tensiunii de offset care este prezentă numai în cazul tranzistoarelor MOS este dată de neîmperecherea tensiunilor de prag. Această componentă conduce la un termen constant în expresia tensiunii de offset care este independent de curentul de polarizare. Neîmperecherea tensiunilor de prag este o funcție puternic dependentă de curățenia și uniformitatea procesului; ea poate fi îmbunătățită substanțial prin realizarea unui layout îngrijit. Determinări experimentale au indicat că distribuția neîmperecherilor tensiunilor de prag poate atinge pentru structurile cu geometrie mare, în procesele MOS cu poartă din siliciu moderne, o deviație standard de ordinul a 2 mV. Chiar și în aceste condiții această valoare este cu un ordin de mărime mai mare decât în cazul proceselor bipolare cu implantare de ioni.

În cazul perechilor cu TECMOS, la fel ca și la perechile cu TECJ, driftul tensiunii de offset nu este bine corelat cu valoarea tensiunii de offset. Contribuția la drift a termenului  $\Delta V_T$  din tensiunea de offset poate să fie importantă în condițiile în care acest termen este mare.

## ANEXĂ

### A3.1 Statistică elementară și distribuția gaussiană

În acest capitol s-au făcut referiri la faptul că, din punctul de vedere al proiectantului de circuite, mulți parametri de circuit pot fi priviți cel mai bine ca variabile aleatoare, a căror comportare este descrisă prin distribuții de probabilitate. Un astfel de punct de vedere este în mod particular important în cazul unui parametru cum ar fi, de exemplu, tensiunea de offset. Chiar dacă valoarea de proiect a tensiunii de offset ar fi zero, variațiile întâmplătoare ale rezistoarelor și tranzistoarelor pot să determine o împrăștiere a tensiunii de offset în jurul valorii medii, amplasarea acestei împrăștieri determinând fracțiunea din numărul de circuite care satisface o specificație impusă pentru valoarea tensiunii de offset.

Există destui factori care fac ca parametrii unui circuit integrat să aibă variații întâmplătoare. Unul din aceștia este modul aleator în care se definește marginea ferestrelor deschise în oxid pentru formarea rezistoarelor și a emitoarelor tranzistoarelor. În plus, și variațiile aleatoare care au loc pe plachetă în cursul difuziei impurităților pot constitui un factor semnificativ. Aceste procese dau naștere în mod obișnuit unei distribuții *gaussiene* (denumită uneori și distribuție *normală*) a parametrilor. O distribuție gaussiană a unui parametru  $x$  este descrisă printr-o funcție de densitate de probabilitate,  $p(x)$ , de forma

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[ -\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right] \quad (3.177)$$

unde  $\sigma$  este deviația standard a distribuției, iar  $m$  este valoarea medie a parametrului  $x$ . Semnificația acestei funcții este aceea că pentru un circuit oarecare, ales la întâmplare dintr-un număr mare de circuite, *probabilitatea* ca un parametru să aibă o valoare cuprinsă între  $x$  și  $(x+dx)$  este dată de  $p(x)dx$ , care este *aria de sub curba*  $p(x)$  în intervalul de la  $x$  la  $(x+dx)$ . De exemplu, probabilitatea ca  $x$  să aibă o valoare mai mică decât  $X$  se găsește prin integrarea expresiei 3.177, obținându-se:

$$P(x < X) = \int_{-\infty}^X p(x) dx = \quad (3.178)$$

$$= \int_{-\infty}^X \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[ -\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right] dx . \quad (3.179)$$

Pentru un număr mare de eșantioane, *fracțiunea din numărul de circuite* pentru care  $x$  este mai mic decât  $X$  va fi dată de *probabilitatea*  $P(x < X)$ , această mărime având deci o semnificație practică importantă.



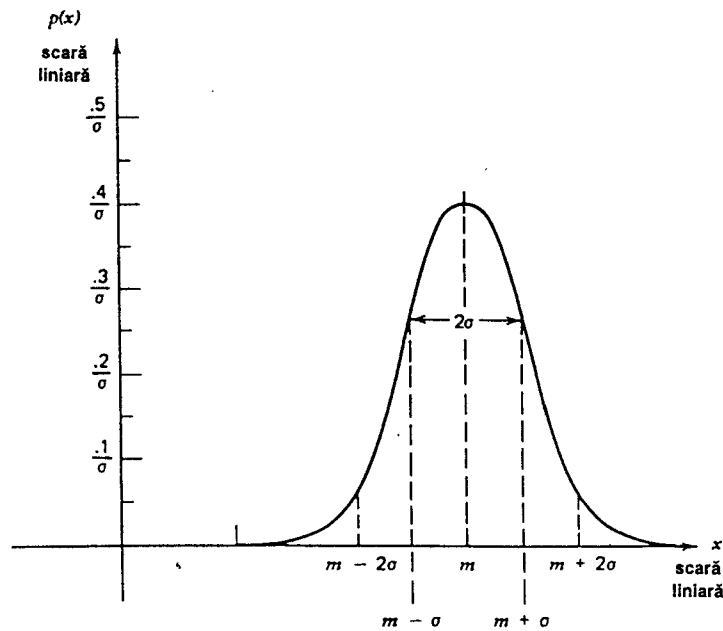


Fig. 3.59 Funcția de densitate de probabilitate  $p(x)$  pentru o distribuție gaussiană cu valoarea medie  $m$  și deviația standard  $\sigma$ :  $p(x) = 1/(\sqrt{2\pi} \sigma) \exp[-(x-m)^2/2\sigma^2]$ .

Reprezentarea grafică a funcției de densitate de probabilitate,  $p(x)$  din (3.177), este schițată în fig. 3.59 având o formă caracteristică de clopot. Valoarea maximă se obține pentru  $x=m$ , unde  $m$  este valoarea medie a lui  $x$ . Deviația standard,  $\sigma$ , este o măsură a *împrăstierii* distribuției, valorile mari ale lui  $\sigma$  caracterizând o distribuție împrăștiată. Distribuția se extinde de la  $x=-\infty$  la  $x=+\infty$ , după cum rezultă din (3.177), dar cea mai mare parte a ariei de sub curbă se găsește, după cum se va arăta în continuare, în intervalul  $x=m \pm 3\sigma$ . Discuția anterioară a arătat că probabilitatea ca parametrul  $x$  să aibă o valoare într-un interval specificat, este egală chiar cu *aria* de sub curbă din fig. 3.59 pentru acel interval. Deoarece  $x$  trebuie să se afle undeva între  $-\infty$  și  $+\infty$ , aria totală de sub curbă trebuie să fie egală cu unitatea (integrarea relației 3.177 arată că lucrurile stau într-adevăr așa).

Specificația cea mai des întâlnită, de interes pentru proiectanții de circuite, o constituie fracțiunea dintr-un număr mare de circuite (lotul de producție) care se află în *interiorul* unui interval specificat în jurul valorii medii. De exemplu, să presupunem un circuit cu un câștig  $x$ , care are o distribuție gaussiană cu valoarea medie de 100; dorim să calculăm ce fracțiune din numărul total de circuite va avea valoarea câștigului cuprinsă între 90 și 110? Această fracțiune se determină prin evaluarea probabilității ca  $x$  să ia valori în gama  $x=m \pm 10$ , unde  $m=100$ . Prin utilizarea relației 3.177 ( $\sigma$  se presupune cunoscut) rezultă:

$$P(90 < x < 110) = \int_{90}^{110} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} \exp\left[-\frac{(x-100)^2}{2\sigma^2}\right] dx. \quad (3.180)$$

Această integrală reprezintă aria de sub curbă de distribuție gaussiană cuprinsă între  $x=m-10$  și  $x=m+10$ .

Exprimarea acestui rezultat sub o formă generală se obține prin normarea intervalului de integrare la  $\sigma$ :

$$P(m - k\sigma < x < m + k\sigma) = \int_{m - k\sigma}^{m + k\sigma} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(x - m)^2}{2\sigma^2}\right] dx. \quad (3.181)$$

Pentru simplificarea operațiilor de calcul de tipul acelor descrise anterior, valorile integralei în (3.181) au fost tabelate, în funcție de  $k$ , rezultatele fiind prezentate în fig. 3.60. Se observă că pentru  $k=1$ ,  $P=0,683$ , adică 68,3% dintr-un număr mare de eșantioane având o distribuție gaussiană au o valoare cuprinsă în intervalul  $x=m\pm\sigma$ . Pentru  $k=3$ ,  $P=0,997$ , deci în intervalul  $x=m\pm 3\sigma$  se vor afla 99,7% din numărul de eșantioane.

$k$	Aria de sub curba de distribuție gaussiană delimitată de abscisele $m\pm k\sigma$
0,2	0,159
0,4	0,311
0,6	0,451
0,8	0,576
1,0	0,683
1,2	0,766
1,4	0,838
1,6	0,890
1,8	0,928
2,0	0,954
2,2	0,972
2,4	0,984
2,6	0,991
2,8	0,995
3,0	0,997

Fig. 3.60 Valorile integralei din expresia 3.181 pentru diferite valori ale lui  $k$ . Aceste valori reprezintă aria de sub curba distribuției gaussiene din fig. 3.59, delimitată de abscisele  $x=m\pm k\sigma$ .

Unii parametri de circuit, cum ar fi de exemplu tensiunea de offset sau câștigul, se pot exprima de obicei ca o combinație liniară a altor parametri individuali (vezi, de exemplu, pentru cazul tensiunii de offset relația 3.147). În această situație, dacă toți parametrii individuali sunt variabile independente caracterizate de distribuții gaussiene, deviația standard și, respectiv, media parametrului de circuit se exprimă în funcție de valorile individuale ale deviației standard și, respectiv, ale mediei după cum se arată în continuare.

De exemplu, să presupunem că o variabilă aleatoare  $x$  poate fi exprimată în funcție de variabilele aleatoare  $a$ ,  $b$  și  $c$  astfel:

$$x = a + b - c. \quad (3.182)$$

Se poate arăta că

$$m_x = m_a + m_b - m_c, \quad (3.183)$$

$$\sigma_x^2 = \sigma_a^2 + \sigma_b^2 + \sigma_c^2 \quad (3.184)$$

unde  $m_x$  este valoarea medie a lui  $x$ , iar  $\sigma_x$  deviația sa standard. Trebuie observat că expresia 3.184 arată că pătratul deviației standard a mărimii  $x$

este *suma* pătratelor deviațiilor standard ale variabilelor  $a$ ,  $b$  și  $c$ . Aceste rezultate se pot aplica pentru orice număr de variabile.

Cu toate că rezultatele descrise anterior au fost tratate în contextul variațiilor întâmplătoare care se întâlnesc pentru parametrii circuitelor, distribuția gaussiană va fi de asemenea utilă și în tratarea din *Capitolul 11* a zgomotului aleator.

### ■ EXEMPLU

Tensiunea de offset a unui circuit are o valoare medie  $m=0$  și o deviație standard  $\sigma=2$  mV. Ce fracțiune din numărul de circuite va avea tensiunea de offset mai mică decât 4 mV?

O gamă de  $\pm 4$  mV pentru valorile tensiunii de offset corespunde la  $\pm 2\sigma$ . Din fig. 3.60 rezultă că pentru acest interval aria de sub curba distribuției gaussiene este de 0,954. Rezultă deci că 95,4% din circuite vor avea valoarea tensiunii de offset mai mică de 4 mV.

### PROBLEME

În toate aceste probleme, cu excepția cazului în care se specifică altfel, se vor utiliza parametrii de dispozitiv dați în fig. 2.30, pentru tranzistoarele de tensiune mare.

- 3.1 Să se determine rezistența de intrare, transconductanța și rezistența de ieșire a amplificatorului EC din fig. 3.3, dacă  $R_C=20$  k $\Omega$  și  $I_C=250$   $\mu$ A. Se va presupune  $r_b=0$ .
- 3.2 În amplificatorul din fig. 3.61, este folosit un tranzistor cu emitorul comun, cu o rezistență de generator  $R_S$  și un rezistor în colector  $R_C$ . Se va determina mai întâi câștigul total de semnal mic  $v_o/v_i$ , în funcție de  $R_S$ ,  $R_C$ ,  $\beta_0$ ,  $V_A$  și  $I_C$  iar apoi valoarea curentului de colector din punctul static de funcționare pentru care câștigul în tensiune de semnal mic este maxim. Să se explice calitativ de ce câștigul scade pentru valori foarte mari și foarte mici ale curentului static de colector. În această problemă nu se va neglija rezistența  $r_o$ . Care este câștigul în tensiune pentru valoarea optimă a curentului static  $I_C$ ? Se va presupune  $r_b=0$ .
- 3.3 Pentru Problema 3.2 se va lua  $R_S=50$  k $\Omega$ ,  $R_C=50$  k $\Omega$  și se va calcula valoarea optimă a curentului static de colector  $I_C$ . Ce valoare are căderea de tensiune de curent continuu pe rezistorul  $R_C$ ? Ce valoare are câștigul în tensiune?
- 3.4 Pentru amplificatorul cu sursa comună din fig. 3.9 să se calculeze câștigul de semnal mic și valorile  $V_i$ ,  $V_o$  din punctul static de funcționare, la marginea regiunii de tip triodă. De asemenea, să se calculeze valorile din punctul static de funcționare ale tensiunilor  $V_i$ ,  $V_o$  pentru care câștigul în tensiune la semnal mic este unitar. Care este valoarea maximă a câștigului în tensiune a acestui etaj? Se va lua  $V_{DD}=5$  V,  $R_D=5$  k $\Omega$ ,  $\mu_n C_{ox}=40$   $\mu$ A/V<sup>2</sup>,  $W=100$   $\mu$ m,  $L=10$   $\mu$ m,  $V_t=0,8$  V și  $\lambda=0$ .
- 3.5 Să se determine rezistența de intrare, transconductanța și rezistența de ieșire a amplificatorului BC din fig. 3.12 dacă  $I_C=250$   $\mu$ A și  $R_C=10$  k $\Omega$ . Se vor neglija rezistențele  $r_b$  și  $r_o$ .

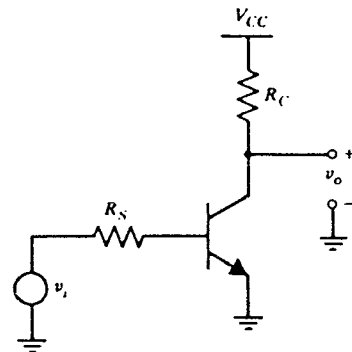


Fig. 3.61 Circuitul pentru Problema 3.2.

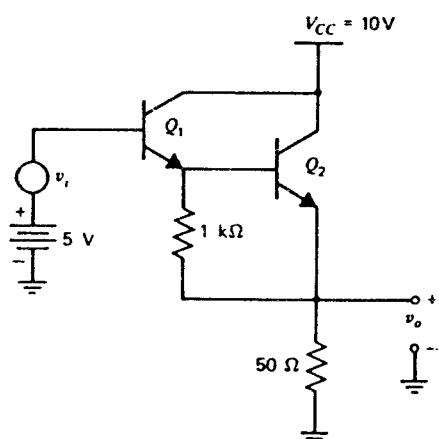


Fig. 3.62 Circuitul pentru Problema 3.8.

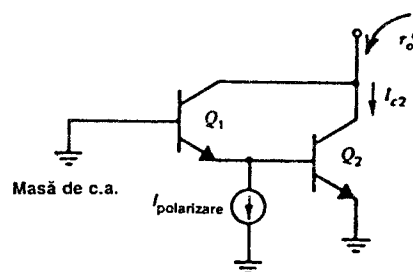


Fig. 3.63 Circuitul pentru Problema 3.9.

- 3.6 Se va presupune ca în amplificatorul BC din fig. 3.12, rezistorul  $R_C$  are o valoare mare în comparație cu  $r_o$ . Utilizând circuitul echivalent din fig. 3.15b se va calcula rezistența de ieșire pentru următoarele două cazuri:
- amplificatorul este atacat de un generator de curent ideal și
  - amplificatorul este atacat de un generator de tensiune ideal. Se va neglija rezistența  $r_b$ .
- 3.7 Să se determine rezistența de intrare, câștigul în tensiune  $v_o/v_i$  și rezistența de ieșire a amplificatorului CC din fig. 3.19a dacă  $R_S=5\text{ k}\Omega$ ,  $R_L=500\text{ }\Omega$  și  $I_C=1\text{ mA}$ . Se vor neglija rezistențele  $r_\pi$  și  $r_o$ . În calculul rezistenței de intrare nu se va include  $R_S$ . Pentru calculul rezistenței de ieșire se va ține cont și de  $R_L$ . În calculul câștigului se va ține cont atât de  $R_S$  cât și de  $R_L$ .
- 3.8 Să se determine curenții de colector din punctul static de funcționare ai tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  și apoi rezistența de intrare și câștigul în tensiune al repetorului pe emitor Darlington din fig. 3.62. Se vor neglija rezistențele  $r_\mu$ ,  $r_b$  și  $r_o$ . Se va presupune  $V_{BE(on)}=0,7\text{ V}$ .  
Calculule se vor verifica cu SPICE. De asemenea, folosind SPICE, se va determina și rezistența de ieșire a etajului.
- 3.9 Să se calculeze rezistența de ieșire,  $r_o^c$ , a tranzistorului Darlington cu emitorul comun din fig. 3.63 în funcție de  $I_{polarizare}$ . În aceste calcule nu se va neglija nici rezistența  $r_{o1}$  și nici rezistența  $r_{o2}$ . Se pot neglija rezistențele  $r_\mu$  și  $r_b$ . Ce valoare are  $r_o^c$  pentru  $I_{polarizare}=1\text{ mA}$ , dacă  $I_{C2}=1\text{ mA}$ ? Dar pentru  $I_{polarizare}=0$ ?
- 3.10 În fig. 3.64 este prezentată schema unui Darlington BiCMOS. Tensiunea de polarizare  $V_B$  este ajustată astfel încât tensiunea de c.c. de la ieșire să fie de 2 V. Să se calculeze curentul static prin cele două tranzistoare și câștigul în tensiune  $v_o/v_i$  la semnal mic. Se vor considera următoarele valori ale parametrilor:  $\mu_n C_{ox}=60\text{ }\mu\text{A/V}^2$ ,  $\gamma=0,5\text{ V}^{-1}$ ,  $\lambda=0$ ,  $W=40\text{ }\mu\text{m}$ ,  $L=1\text{ }\mu\text{m}$  și  $V_t=0,8\text{ V}$  pentru TEC și  $I_S=10^{-16}\text{ A}$ ,  $\beta_F=100$ ,  $r_b=0$ ,  $V_A=\infty$  pentru tranzistorul bipolar.  
Rezultatele calculelor se vor verifica cu SPICE.

Se va considera apoi cazul în care  $\lambda = 0,05 \text{ V}^{-1}$ ,  $r_b = 100 \Omega$  și  $V_A = 20 \text{ V}$  și se vor compara rezultatele. Se va calcula caracteristica de transfer de curent continuu a circuitului folosind SPICE.

- 3.11 Să se determine rezistența de intrare, transconductanța, rezistența de intrare și valoarea maximă a câștigului în tensiune în gol pentru circuitul EC-BC din fig. 3.33, dacă  $I_{C1} = I_{C2} = 250 \mu\text{A}$ . Se vor neglija rezistențele  $r_b$  și  $r_\mu$ .

- 3.12 În fig. 3.65 este prezentată schema unui amplificator BiCMOS. Se va calcula câștigul în tensiune  $v_o/v_i$  la semnal mic. Se vor presupune următoarele valori ale parametrilor tranzistoarelor:  $I_S = 10^{-16} \text{ A}$ ,  $\beta_F = 100$ ,  $r_b = 0$ ,  $V_A = \infty$ ,  $\mu_n C_{ox} = 40 \mu\text{A}/\text{V}^2$ ,  $V_t = 0,8 \text{ V}$ ,  $\lambda = 0$ . Rezultatele calculelor se vor verifica cu SPICE.

Folosind SPICE se va investiga efectul saturării vitezei purtătorilor incluzând în TEC degenerarea în sursă, după cum s-a descris în Secțiunea 1.9. Pentru câmpul critic se va lua valoarea  $\mathcal{E}_c = 1,5 \times 10^6 \text{ V/m}$ .

- 3.13 Să se determine câștigul de mod diferențial, câștigul de mod comun, rezistența de intrare diferențială și rezistența de intrare de mod comun pentru circuitul din fig. 3.37, în care  $I_{EE} = 20 \mu\text{A}$ ,  $R_{EE} = 10 \text{ M}\Omega$ ,  $R_C = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{EE} = 5 \text{ V}$ . Se vor neglija

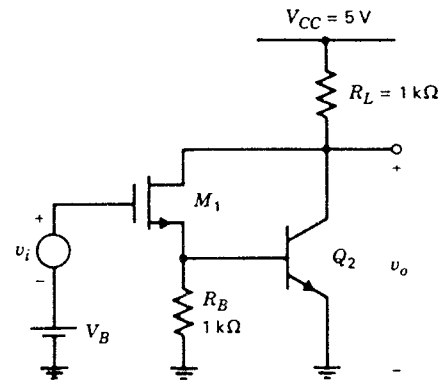


Fig. 3.64 Circuitul pentru Problema 3.10.

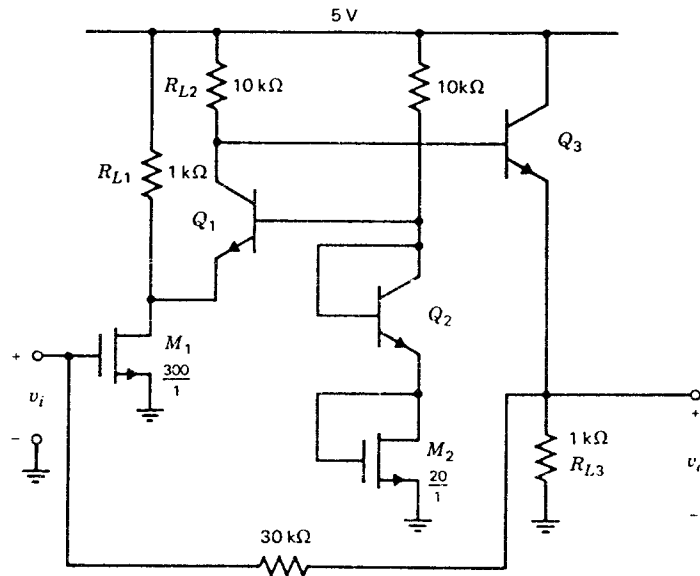


Fig. 3.65 Amplificatorul BiCMOS din Problema 3.12

rezistențele  $r_b$ ,  $r_o$  și  $r_\mu$ . Se va calcula și factorul de rejecție al modului comun, CMRR. Rezultatele calculelor se vor verifica cu SPICE.

Folosind SPICE se vor investiga efectele determinate de faptul că nu se mai ignoră parametrii  $r_b$  și  $V_A$ ; pentru acești parametri se vor lua valorile din fig. 2.30.

- 3.14 Să se repete *Problema 3.13* în cazul în care în fiecare emitor se adaugă un rezistor de degenerare de 4 k $\Omega$ .

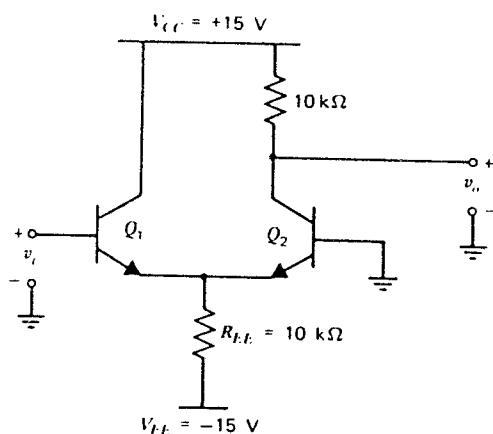


Fig. 3.66 Circuitul pentru *Problema 3.15*.

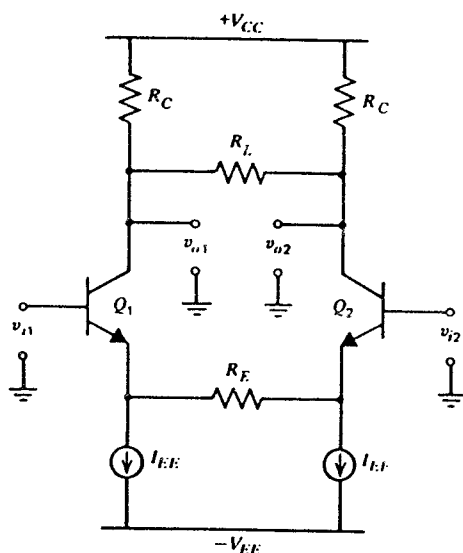


Fig. 3.67 Circuitul pentru *Problema 3.16*.

- 3.15 Să se determine rezistența de intrare, câștigul în tensiune și rezistența de ieșire a configurației CC-BC din fig. 3.66. Se vor neglija rezistențele  $r_o$ ,  $r_\mu$  și  $r_b$ . Se va observa că adăugarea în colectorul lui  $Q_1$  a unui rezistor de 10 k $\Omega$  nu va modifica rezultatele, astfel că se vor putea folosi rezultatele obținute în cadrul analizei perechii cu cuplaj în emitoare.

- 3.16 Să se determine câștigul de mod diferențial și câștigul de mod comun al circuitului din fig. 3.67 prin utilizarea conceptului de semicircuit. Se vor neglija rezistențele  $r_b$ ,  $r_o$  și  $r_\mu$ . Să se calculeze rezistența de intrare de mod diferențial și de mod comun.

- 3.17 Să se proiecteze o pereche cu cuplaj în emitoare, de tipul indicat în fig. 3.52, alegând pentru rezistențele  $R_C$  și  $R_{EE}$  valori noi astfel ca rezistența de intrare diferențială să fie de 2 M $\Omega$ , câștigul de mod diferențial să fie de 500 iar factorul de rejecție a modului comun și CMRR de 500. Care sunt valorile minime ale surselor de alimentare  $V_{CC}$  și  $V_{EE}$  care asigură aceste performanțe, menținând tranzistoarele polarizate în regiunea activă directă în condiții de semnal nul? Se va presupune că tensiunea de intrare de mod comun de curent continuu este nulă. Se vor neglija rezistențele  $r_b$ ,  $r_\mu$  și  $r_o$ .

- 3.18 Să se determine tensiunea de curent continuu grilă-sursă a TECJ și câștigul în tensiune de mod diferențial pentru circuitul cu TECJ din fig. 3.68. Pentru TECJ se va neglija rezistența de ieșire și se va lua  $I_{DSS}=1$  mA,  $V_p=-2$  V.

- 3.19 Se va proiecta o pereche cu cuplaj în sursă având o transconductanță de semnal mic de  $0,2 \text{ mA/V}$  și la care pentru o tensiune diferențială de intrare de  $0,5 \text{ V}$  curentul diferențial de ieșire atinge 90% din valoarea sa maximă. Se va determina curentul sursei de curent și dimensiunile tranzistoarelor. Se va presupune că tranzistoarele sunt cu canal  $n$ , realizate prin procesul descris în Tabelul 2.1. Lungimea pe mască a canalului este de  $6 \mu\text{m}$ . Se va neglija efectul de modulație a lungimii canalului și se va presupune  $X_d=0$ .

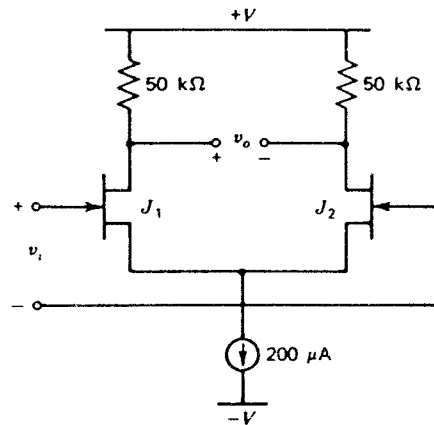


Fig. 3.68 Circuitul pentru Problema 3.18.

- 3.20 Să se determine tensiunea de offset la intrare pentru o pereche TECMOS cu cuplaj în surse având  $I_{SS}=50 \mu\text{A}$  și dimensiunile pe mască ale tranzistoarelor  $L=100 \mu\text{m}$  și  $W=8 \mu\text{m}$ . Se vor folosi parametrii de proces din Tabelul 2.1. Se va presupune că neîmperecherea mărimii  $W/L$  în cazul cel mai nefavorabil este de 2%, că tensiunile de prag ale tranzistoarelor sunt identice,  $X_d=0$  și că rezistoarele de sarcină sunt identice.
- 3.21 Pentru circuitul din fig. 3.57a să se determine tensiunea de offset la intrare dacă grosimea bazei tranzistoarelor se împerechează în limitele a 10%, circuitul fiind echilibrat din punct de vedere al celorlalți parametri.
- 3.22 Pentru circuitul din fig. 3.68 să se determine tensiunea de offset la intrare dacă lățimea canalului TECJ se împerechează în limitele a 10%, circuitul fiind echilibrat din punct de vedere al celorlalți parametri. Se va presupune  $I_{DSS}=1 \text{ mA}$ ,  $V_p=-2 \text{ V}$ . Curentul dat de sursa de polarizare este mult mai mic ca  $I_{DSS}$  astfel că în tensiunea de offset contribuția dominantă este dată de  $\Delta V_p$ .

## BIBLIOGRAFIE

1. R.J. Widlar. "Some Circuit Design Techniques for Linear Integrated Circuits," *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol. CT-12, pp. 586—590, December 1965.
2. H.R. Camenzind și A.B. Grebene. "An Outline of Design Techniques for Linear Integrated Circuits," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-4, pp. 110—122, June 1969.
3. J. Giles. *Fairchild Semiconductor Linear Integrated Circuits Applications Handbook*. Fairchild Semiconductor, 1967.
4. C.L. Searle, A.R. Boothroyd, E.J. Angelo, P.E. Gray și D.O. Pederson. *Elementary Circuit Properties of Transistors*. Wiley, New-York, 1964, cap. 7.
5. R.D. Thornton, C.L. Searle, D.O. Pederson, R.B. Adler și E.J. Angelo. *Multistage Transistor Circuits*. Wiley, New-York, 1965, Cap. 6.
6. R. Castello și L. Tomasini. "1,5-V High-Performance S-C Filters in BiCMOS Technology," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 26, pp. 930—936, July 1991.

7. R.D. Middlebrook. *Differential Amplifiers*. Wiley, New-York, 1963.
8. L.J. Giacoletto. *Differential Amplifiers*. Wiley, New-York, 1970.
9. J. Wallmark și H. Johnson (Editori). *Field Effect Transistors, Physics, Technology and Applications*. Prentice-Hall Inc. Englewood Clifs, N.J. 1966, Cap. 5.
10. G. Erdi. "A Low-Drift, Low-Noise Monolithic Operational Amplifier for Low Level Signal Processing," *Fairchild Semiconductor Applications Brief*, 136, July 1969.
11. H.C. Lin. "Comparison of Input Offset Voltage of Differential Amplifiers Using Bipolar Transistor and Field-Effect Transistors," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-5, pp. 126—129.
12. M. Pelgrom, A. Duinmaijer și A. Welbers. "Matching Properties of MOS Transistors," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 24, pp. 1433—1440, October 1989.



---

## SURSE DE CURENT CU TRANZISTOARE ȘI SARCINI ACTIVE

### 4.1 INTRODUCERE

Sursele de curent realizate cu tranzistoare au ajuns să fie utilizate atât ca elemente de polarizare cât și ca sarcini pentru etajele de amplificare. Utilizarea surselor de curent pentru polarizare duce la creșterea insensibilității circuitului față de variațiile surselor de alimentare și ale temperaturii. În ceea ce privește aria de pe cip necesară pentru a se realiza o valoare dată a curentului de polarizare, sursele de curent sunt în mod obișnuit mai economice ca rezistoarele, în particular atunci când valoarea necesară a curentului de polarizare este mică. Utilizarea surselor de curent ca sarcină în amplificatoarele cu tranzistoare, duce — datorită rezistenței incrementale mari — la obținerea de câștiguri în tensiune mari pentru valori mici ale tensiunii surselor de alimentare.

Prima secțiune a acestui capitol analizează tipurile de bază de surse de curent folosite în mod uzual atât în tehnologiile bipolare cât și în cele MOS. Pentru fiecare tip de sursă de curent se calculează curentul de ieșire și rezistența de ieșire și se consideră efectele date de neîmperecherea componentelor. A doua secțiune a capitolului se ocupă cu proiectarea circuitelor de polarizare pentru circuitele integrate, obiectivul urmărit fiind obținerea insensibilității curenților de polarizare față de temperatură și de tensiunile surselor de alimentare. În final se discută utilizarea sursei de curent ca sarcină activă.

### 4.2 SURSE DE CURENT

#### 4.2.1 Sursa de curent simplă

Cea mai simplă formă a sursei de curent — vezi fig. 4.1 — constă dintr-un rezistor și două tranzistoare<sup>1</sup>. Tranzistorul  $Q_1$  este conectat ca diodă, forțându-se astfel o valoare nulă pentru tensiunea colector-bază. În acest fel, la joncțiunea colector-bază nu există injecție (deoarece nu este polarizată) și tranzistorul se comportă ca și cum ar fi în regiunea activă directă. În continuare vom neglija curenții reziduali ai joncțiunilor și vom presupune că tran-

tranzistoarele sunt identice și că rezistența de ieșire a tranzistorului  $Q_2$  este infinită. Deoarece tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$  au aceeași tensiune bază-emitor curenții lor de colector sunt egali

$$I_{C1} = I_{C2} \quad (4.1)$$

Scriind suma curenților în colectorul tranzistorului  $Q_1$  se obține

$$I_{\text{ref}} - I_{C1} - 2 \frac{I_{C1}}{\beta_F} = 0$$

deci

$$I_{C1} = \frac{I_{\text{ref}}}{1 + \frac{2}{\beta_F}} = I_{C2} \quad (4.2)$$

Dacă  $\beta_F$  este mare, curentul de colector al tranzistorului  $Q_2$  este practic egal cu curentul de referință

$$I_{C2} \approx I_{\text{ref}} = \frac{V_{CC} - V_{BE(\text{on})}}{R} \quad (4.3)$$

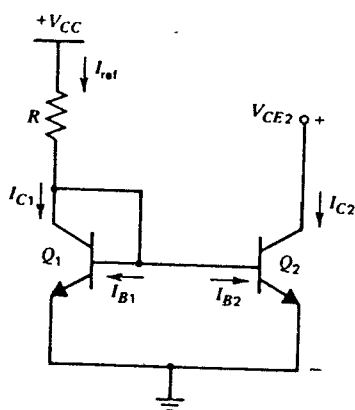


Fig. 4.1 O sursă de curent simplă, cu două tranzistoare.

următoare. Deoarece curentul de intrare este reflectat la ieșire, acest circuit este deseori denumit „ogindă de curent”.

Unul din cele mai importante aspecte legate de funcționarea unei surse de curent este dat de modificarea valorii curentului sursei de curent la variațiile de tensiune de pe terminalul de ieșire. Această modificare este caracterizată de rezistența de ieșire de semnal mic a sursei de curent. Importanța acestui parametru este pusă în evidență, de exemplu, de faptul că atât raportul de rejecție a modului comun al unui amplificator diferențial cât și câștigul unui circuit cu sarcină activă depind în mod direct de valoarea sa.

În scrierea relației 4.1 am presupus independența curenților de colector ai celor două tranzistoare de tensiunile lor colector-emitor. În realitate, curentul de colector crește ușor odată cu creșterea tensiunii colector-emitor (vezi fig. 4.2). După cum s-a arătat în *Capitolul 1*,

Rezultă că în cazul a două tranzistoare  $Q_1$ ,  $Q_2$  identice curenții de ieșire și de referință sunt egali. De fapt nu este necesar ca tranzistoarele să fie identice. Ariile de emitor ale lui  $Q_1$  și  $Q_2$  pot să fie făcute diferite, fapt care determină ca și valorile curentului  $I_S$  pentru cele două tranzistoare să fie diferite; în acest caz valorile celor doi curenți de colector,  $I_{C1}$  și  $I_{C2}$ , nu vor mai fi egale ci se vor afla într-un raport constant. Cum acest raport poate să fie supraunitar sau subunitar, rezultă că plecând de la o valoare dată a curentului de referință se poate obține orice valoare se dorește pentru curentul de ieșire. Totuși rapoarte de arii mai mari ca, aproximativ, 5:1 duc la un consum mare de arie, din cauza suprafeței ocupate de către cel mai mare dintre cele două tranzistoare. Din această cauză pentru generarea unor rapoarte mari de curenți se preferă alte metode care se vor discuta în secțiunile

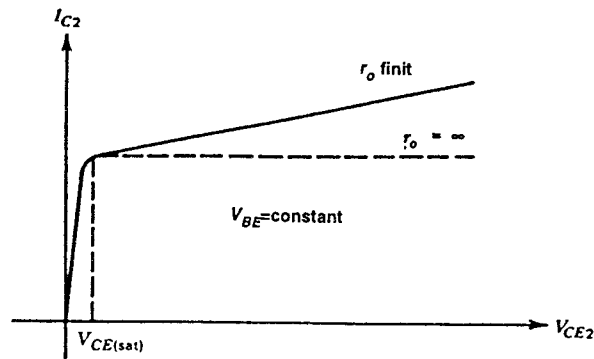


Fig. 4.2 Caracteristicile de colector pentru un tranzistor *npn*, în cazul ipotetic  $r_o = \infty$  și în cazul real în care  $r_o$  este finit.

efectul de modulare a grosimii bazei se poate reprezenta, pentru condiții de semnal mare prin expresia

$$I_C = I_S \left[ \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \right] \left[ 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right]$$

unde  $V_A$  este tensiunea Early. O valoare tipică a tensiunii Early pentru tranzistoarele *npn* este de 130 V. Deci, de exemplu, presupunând că potențialul colectorului tranzistorului  $Q_2$  este de 30 V și observând că tensiunea colector-emitor a tranzistorului  $Q_1$  este egală cu  $V_{BE(on)}$ , raportul curenților  $I_{C2}$  și  $I_{C1}$  este:

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}}{1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}} = \frac{1 + \frac{30}{130}}{1 + \frac{0,6}{130}} \approx 1,25 . \quad (4.4)$$

Rezultă că pentru un circuit care lucrează cu o alimentare de 30 V curenții sursei de curent pot să difere față de valorile calculate — pentru cazul în care se neglijează rezistența de ieșire a tranzistorului — cu nu mai puțin decât 25%.

Un alt factor de merit pentru o sursă de curent realizată cu tranzistoare este tensiunea echivalentă în gol,  $V_{Thev}$ . Atât timp cât tranzistoarele sursei de curent sunt în regiunea activă directă, orice configurație de sursă de curent poate fi caracterizată printr-o rezistență de ieșire  $R_o$  și un curent de ieșire  $I_o$ , în conformitate cu circuitul echivalent Norton din fig. 4.3a. În general vorbind, în circuitele concrete, rezistența de ieșire scade atunci când curentul de ieșire crește. Circuitul echivalent Thévenin este indicat în fig. 4.3b, generatorul echivalent Thévenin fiind egal cu

$$V_{Thev} = I_o R_o . \quad (4.5)$$

Tensiunea Thévenin rămâne în general constantă pentru o configurație dată de sursă de curent, fiind independentă de valoarea particulară  $I_o$  urmărită prin proiectare.

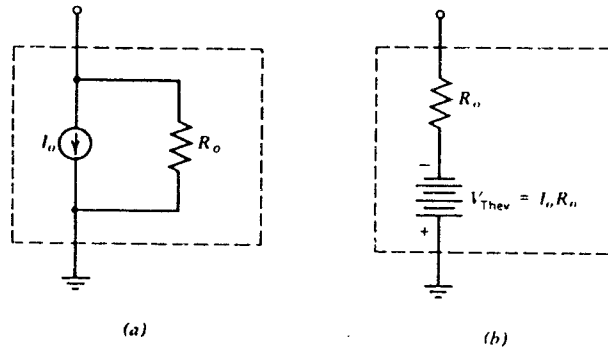


Fig. 4.3 (a) Reprezentarea prin circuit echivalent Norton a unei surse de curent cu tranzistor. (b) Reprezentarea prin circuitul echivalent Thévenin a unei surse de curent cu tranzistor.

De exemplu pentru sursa de curent simplă se obține

$$V_{Thev} = I_o R_o = I_{C2} r_{o2} = I_{C2} \frac{V_A}{I_{C2}} = V_A \quad (4.6)$$

expresie în care s-a utilizat relația  $r_o = V_A / I_C$ , dată în *Capitolul 1*. Deci pentru sursa de curent simplă tensiunea echivalentă în gol este egală cu tensiunea Early,  $V_A$ . Sursele de curent cu o structură de circuit mai complexă au valori ale tensiunii  $V_{Thev}$  care sunt mai mari ca  $V_A$ . De exemplu, dacă curentul de ieșire al sursei de curent simple este de 1 mA, atunci

$$R_o = \frac{V_{Thev}}{I_o} = \frac{V_A}{I_o} = \frac{130 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 130 \text{ k}\Omega. \quad (4.7)$$

De observat că la ieșirea sursei de curent nu apare în realitate niciodată tensiunea echivalentă în gol,  $V_{Thev}$ . Dacă ieșirea sursei de curent este lăsată în gol, din circuitul echivalent din fig. 4.3b rezultă că s-ar obține o tensiune de ieșire  $-V_{Thev}$ . Acest rezultat nu se verifică în realitate deoarece tranzistorul sursă de curent se saturează atunci când tensiunea la bornele sursei de curent (care este egală cu tensiunea colector-emitor) se apropie de zero. Rezultă că reprezentările Thévenin și Norton sunt valabile numai pentru acele valori ale tensiunii și curentului de la ieșirea sursei de curent pentru care tranzistoarele sunt în regiunea activă directă.

În plus față de variația curentului de ieșire datorită valorii finite a rezistenței de ieșire, curentul de colector  $I_{C2}$  diferă de curentul de referință și printr-un factor  $1 + 2/\beta_F$ . Atunci când sursa de curent se realizează cu tranzistoare *pnp* de câștig mic, valoarea lui  $\beta_F$  poate fi destul de mică astfel încât acest factor să fie semnificativ.

Pentru a reduce această sursă de eroare, se adaugă un tranzistor, după cum se indică în fig. 4.4. Curentul de emitor al tranzistorului  $Q_3$  este egal cu

$$-I_{E3} = \frac{I_{C1}}{\beta_F} + \frac{I_{C2}}{\beta_F} = \frac{2}{\beta_F} I_{C2} \quad (4.8)$$

unde curenții  $I_E$ ,  $I_C$  și  $I_B$  sunt pozitivi atunci când intră în tranzistor. În relația 4.8 s-au neglijat efectele date de valoarea finită a rezistenței de ieșire.

Curentul de bază al tranzistorului  $Q_3$  este dat de relația:

$$I_{B3} = \frac{-I_{E3}}{\beta_F + 1} = \frac{2}{\beta_F(\beta_F + 1)} I_{C2} . \quad (4.9)$$

Scriind suma curenților în colectorul tranzistorului  $Q_2$ , se obține:

$$I_{ref} - I_{C1} - \frac{2}{\beta_F(\beta_F + 1)} I_{C2} = 0 . \quad (4.10)$$

Deoarece curenții  $I_{C1}$  și  $I_{C2}$  sunt egali rezultă

$$I_o = I_{C2} = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{2}{\beta_F^2 + \beta_F}} . \quad (4.11)$$

În acest fel curentul de referință și curentul de ieșire diferă numai printr-un factor de ordinul  $1/\beta_F^2$  (dacă se neglijează efectul rezistenței de ieșire).

Această configurație este deseori utilizată pentru generarea unor ieșiri multiple, plecând de la un singur curent de referință. În acest scop în paralel cu tranzistorul  $Q_2$  se conectează mai multe tranzistoare identice care au colectoarele independente. Odată cu creșterea numărului de ieșiri independente crește și curentul total de bază (furnizat de emitorul lui  $Q_3$ ) dar contribuția acestui termen de eroare în  $I_{ref}$  este redusă prin câștigul în curent  $\beta_{F3}$ .

Topologia sursei de curent simple din fig. 4.1 este mult utilizată și în circuitele integrate analogice MOS. Versiunea MOS prezentată în fig. 4.5 pune în evidență un TECMOS conectat ca diodă ( $M_1$ ) care generează o tensiune de polarizare  $V_{GS1}$  stabilită prin intermediul curentului  $I_{ref}$ . Deoarece  $V_{GS1} = V_{GS2}$  și ambele tranzistoare sunt în regiunea activă directă curentul de ieșire este

$$I_{D2} = I_{D1} = I_{ref} \quad (4.12)$$

dacă se presupune că rezistența de ieșire a tranzistoarelor este infinită. De fapt tranzistorul  $M_2$  are o rezistență de ieșire finită,  $r_o$ , caracteristica I-V a sursei de curent prezentată în fig. 4.6 având un aspect asemănător cu aceea din cazul bipolar. În ambele cazuri rezistența de ieșire  $r_o$  este invers proporțională cu curentul de polarizare.

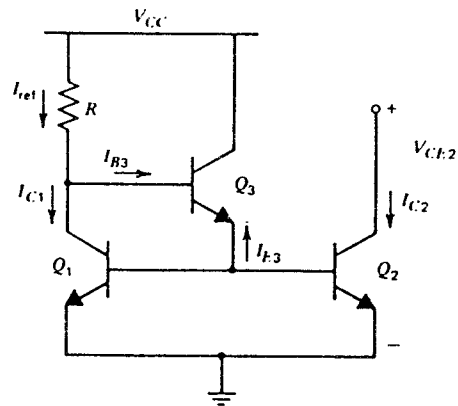


Fig. 4.4 Sursa de curent simplă, cu câștig de curent.

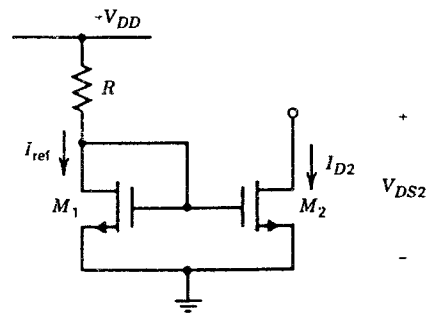


Fig. 4.5 Sursa de curent simplă realizată cu TECMOS.

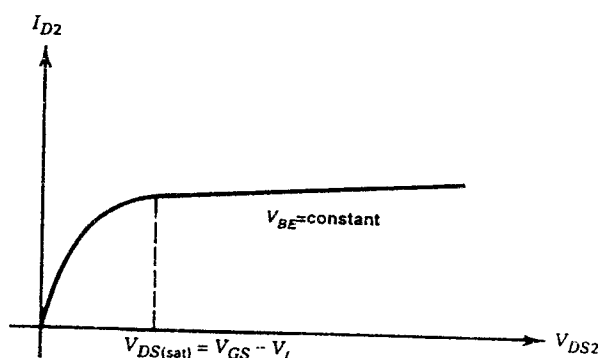


Fig. 4.6 Caracteristica I-V a sursei de curent simple realizată cu TECMOS din fig. 4.5.

De observat că în versiunea MOS nu există termenul de eroare corespunzător curentului de bază; ca urmare se poate genera un număr arbitrar de mare de ieșiri prin conectarea în paralel cu tranzistorul  $M_2$  a unui număr corespunzător de tranzistoare. Totodată nu mai este nevoie de tranzistoare suplimentare, cum este  $Q_3$  în fig. 4.4.

O diferență semnificativă față de sursa de curent bipolară constă în faptul că rezistența de ieșire a TECMOS poate fi mărită prin creșterea lungimii canalului  $L_{eff}$  — vezi (1.192). O altă diferență care trebuie remarcată este dată de valoarea minimă a tensiunii de ieșire  $V_{DS2}$ , sub care sursa de curent nu mai își menține valoarea dorită a rezistenței de ieșire, dată de  $V_{DS(sat)} = V_{GS} - V_t = \Delta V_{GSQ}$ . Sursele bipolare se limitează la  $V_{CE(sat)}$  care este tipic mai mică decât  $V_{DS(sat)}$ . Această caracteristică constituie o chestiune importantă în condițiile tendinței continue de scădere a tensiunii de alimentare (până la 1 V în unele echipamente alimentate de la baterie) deoarece „distanța” între tensiunea sursei de alimentare și tensiunea minimă de funcționare a nodului de ieșire a sursei de curent este critică.

#### ■ EXEMPLU

Un tranzistor MOS având  $W = 100 \mu\text{m}$  și  $L_{ef} = 6 \mu\text{m}$  este polarizat la un curent de drenă de  $50 \mu\text{A}$ , la o tensiune drenă-sursă de 5 V și la o tensiune substrat-sursă nulă. Tranzistorul are o rezistență de ieșire la semnal mic de  $1 \text{ M}\Omega$ . Un al doilea tranzistor fabricat prin același proces ca și primul tranzistor are  $W = 40 \mu\text{m}$ ,  $L_{ef} = 12 \mu\text{m}$  și este polarizat la un curent de  $10 \mu\text{A}$  tensiunile drenă-sursă și substrat-sursă fiind aceleași ca la primul tranzistor. Să se determine rezistența de ieșire a celui de al doilea tranzistor.

Pentru primul tranzistor tensiunea echivalentă în gol este

$$V_{Thev} = 50 \mu\text{A} \times 1 \text{ M}\Omega .$$

Pentru al doilea tranzistor tensiunea echivalentă în gol trebuie să fie mai mare cu un factor dat de raportul lungimilor efective ale canalului:

$$V_{Thev} = \frac{12 \mu\text{m}}{6 \mu\text{m}} \times 50 \text{ V} = 100 \text{ V} .$$

Rezistența de ieșire la semnal mic este dată de raportul între tensiunea echivalentă în gol și curentul de ieșire:

$$R_o = \frac{100 \text{ V}}{10 \mu\text{A}} = 10 \text{ M}\Omega .$$

■

Performanțele sursei de curent simple bipolare din fig. 4.4 se pot îmbunătăți prin adăugarea de rezistențe de degenerare în emitoare (vezi fig. 4.7). Pentru generalitate se consideră o sursă de curent cu două ieșiri independente. Prin introducerea rezistențelor de degenerare în emitoare se realizează două obiective.

Primul, după cum se va prezenta în *Anexa 4.1*, îl constituie îmbunătățirea majoră a împerecherii între  $I_{\text{ref}}$  și curenții de ieșire  $I_{C3}$  și  $I_{C4}$ .

Al doilea, după cum s-a arătat în *Secțiunea 3.2.7*, îl constituie creșterea rezistenței de ieșire a sursei de curent. În conformitate cu (3.50) rezistența de ieșire la semnal mic care se vede în colectoarele tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$  este

$$R_o \approx r_o (1 + g_m R_E) . \quad (4.13)$$

Luând ca exemplu pe  $Q_3$  și folosind relația  $g_{m3} = I_{C3}/V_T$  rezultă

$$R_o \approx r_o \left[ 1 + \frac{I_{C3} R_3}{V_T} \right] . \quad (4.14)$$

(Tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$  acționează combinat prezentând în baza lui  $Q_3$  și  $Q_4$  o rezistență foarte mică). Mărima  $I_{C3} R_3$  este chiar căderea de tensiune în c.c. pe rezistorul  $R_3$ . De exemplu, dacă această cădere de tensiune este de 260 mV rezistența  $R_o$  va egală cu aproximativ  $10r_o$ . Limita până la care se poate merge cu această mărime a rezistenței de ieșire este dată de valoarea minimă care poate fi acceptată a tensiunii de ieșire în colectorul tranzistorului  $Q_3$  care este acum  $(V_{CE3(\text{sat})} + I_{C3} R_3)$ .

Ariile de emitor ale tranzistoarelor  $Q_1$ ,  $Q_3$  și  $Q_4$  pot fi egale sau se pot afla într-un raport dat. De exemplu, dacă dorim ca  $I_{C3} = I_{\text{ref}}$  și  $I_{C4} = 2I_{\text{ref}}$  putem să-i facem pe  $Q_1$  și  $Q_3$  identici și  $I_{S4} = 2I_{S1}$ . În plus putem face  $R_1 = R_3$  și să scalăm pe  $R_4$  făcându-l egal cu  $R_1/2$ . De observat că în acest fel căderile de tensiune pe  $R_1$ ,  $R_3$  și

$R_4$  vor fi egale. Adunând tensiunile pe ochiul care include tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_4$  și neglijând curenții de bază se obține

$$I_{C1} R_1 + V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} = I_{C4} R_4 + V_T \ln \frac{I_{C4}}{I_{S4}} \quad (4.15)$$

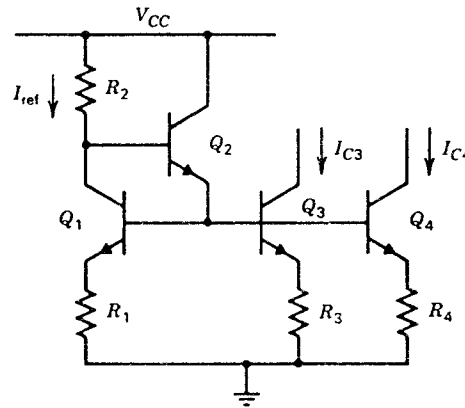


Fig. 4.7 Sursa de curent simplă cu degenerare în emitor.

din care rezultă

$$I_{C4} = \frac{1}{R_4} \left[ I_{ref} R_1 + V_T \ln \frac{I_{ref} I_{S4}}{I_{C4} I_{S1}} \right] \quad (4.16)$$

Deoarece  $I_{S4} = 2I_{S1}$  soluția ecuației (4.16) este

$$I_{C4} = \frac{R_1}{R_4} I_{ref} = 2I_{ref} \quad (4.17)$$

ultimul termen din (4.16) anulându-se. Din analiza relației 4.16 se observă că datorită faptului că termenii care conțin logaritmul variază slab odată cu variația argumentului, dacă facem căderea de tensiune  $I_{ref}R_1$  și  $I_{C4}R_4$  mult mai mari decât  $V_T$  putem forța  $I_{C4} \approx (R_1/R_4)I_{ref}$  chiar dacă ariile de emitor ale tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_4$  nu se scalează convenabil. În sfârșit trebuie observat că degenerarea în sursă nu este folosită în cazul surselor de curent cu TEC. Motivul se găsește în faptul că TEC este inerent un rezistor controlat. Ca urmare îmbunătățirea împerecherii în sursele de curent cu TEC se realizează direct, făcând aria tranzistoarelor mai mare. Creșterea rezistenței de ieșire se realizează prin creșterea lungimii canalului.

Atât în circuitele cu TEC cât și în acelea cu tranzistoare bipolare prețul plătit pentru îmbunătățirea performanțelor constă în aria mai mare consumată de către sursele de curent.

### 4.2.2 Sursa de curent Widlar

În amplificatoarele operaționale bipolare, valoarea mică impusă curentului de la intrare dictează pentru curentul de polarizare al perechii cu cuplaj în emitor de la intrare o valoare foarte mică, de ordinul  $5 \mu A$ . Curenți de polarizare de această valoare sunt de asemenea necesari într-o mulțime de alte aplicații. Dacă am utiliza o sursă de curent simplă, în care am

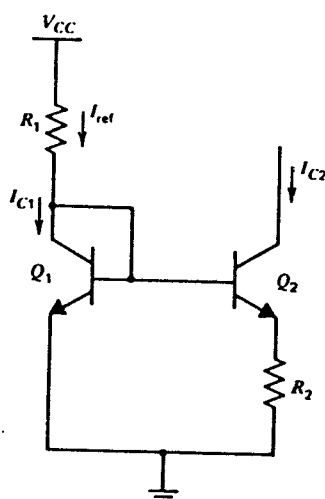


Fig. 4.8 Sursa de curent Widlar.

lua pentru raportul ariilor de emitor ale tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  valoarea maximă, practică, de 10:1, ar rezulta pentru un curent de ieșire de  $5 \mu A$  un curent de referință de  $50 \mu A$ . Dacă curentul de referință se obține prin conectarea pe sursa de alimentare a unui rezistor, valoarea rezistorului ar fi de  $600 k\Omega$ , pentru o alimentare de  $30 V$ . Un rezistor cu o astfel de valoare este foarte scump din punct de vedere al consumului de arie. Curenții de valori atât de mici pot fi obținuți, totuși, cu valori moderate de rezistență, prin modificarea sursei de curent simple, astfel încât cele două tranzistoare  $Q_1$  și  $Q_2$  să funcționeze cu valori diferite ale tensiunilor bază-emitor. În cazul sursei de curent Widlar<sup>2,3</sup> din fig. 4.8 aceasta se realizează prin plasarea unui rezistor în serie cu emitorul tranzistorului  $Q_2$ . În continuare vom calcula pentru această sursă de curent curentul de ieșire și tensiunea echivalentă în gol. Pentru acest circuit nu există o versiune echivalentă realizată cu TECJ.



Prin adunarea tensiunilor pe ochiul emitor-bază, presupunând că tensiunea Early,  $V_A$ , este infinită și neglijând curenții de bază se obține

$$V_{BE1} - V_{BE2} - I_{C2}R_2 = 0 , \quad (4.18)$$

deci

$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} - I_{C2}R_2 = 0 . \quad (4.19)$$

Pentru tranzistoare identice curenții  $I_{S1}$  și  $I_{S2}$  sunt egali iar relația 4.19 devine

$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = I_{C2}R_2 . \quad (4.20)$$

Dacă se dau  $R_2$  și  $I_{C1}$ , găsirea valorii  $I_{C2}$  care constituie soluția acestei ecuații transcendente se face prin încercări. În proiectare, sunt cunoscuți de obicei  $I_{C1}$  și  $I_{C2}$  valoarea rezistorului  $R_2$  obținându-se direct din (4.20).

#### ■ EXEMPLU

Să se determine valoarea rezistorului  $R_2$ , din circuitul din fig. 4.8, astfel încât să se obțină  $I_{C2} = 10 \mu A$ . Se va presupune că  $V_{CC} = 30 V$ ,  $R_1 = 29,3 k\Omega$  și  $V_{BE(on)} = 0,7 V$ .

Neglijând curenții de bază

$$I_{C1} = \frac{30 V - 0,7 V}{29,3 k\Omega} = 1 mA ,$$

$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = (26 mV) \ln \frac{1 mA}{10 \mu A} = 119 mV .$$

În conformitate cu (4.20)  $I_{C2}R_2 = 119 mV$  deci

$$R_2 = \frac{119 mV}{10 \mu A} = 11,9 k\Omega .$$

Valoarea totală de rezistență din circuit este de  $41,2 k\Omega$ .

#### ■ EXEMPLU

Pentru circuitul din fig. 4.8 să se determine curentul  $I_{C2}$ , dacă  $I_{ref} = 1 mA$ ,  $R_2 = 5 k\Omega$ , iar curenții de bază se neglijează.

Din (4.20) rezultă

$$V_T \ln \frac{1 mA}{I_{C2}} - 5 k\Omega (I_{C2}) = 0 .$$

Încercăm o valoare

$$I_{C2} = 15 \mu A$$

și obținem

$$108 \text{ mV} - 75 \text{ mV} \neq 0.$$

Termenul logaritmă este prea mare, deci trebuie încercat cu o valoare mai mare a curentului. Fie noua valoare

$$I_{C2} = 20 \mu A$$

și obținem

$$101,7 \text{ mV} - 100 \text{ mV} \approx 0.$$

Curentul  $I_{C2}$  este foarte apropiat de  $20 \mu A$ .

#### 4.2.3 Sursa de curent cascodă

În Secțiunea 3.3.2 s-a arătat că în conexiunea cascodă se atinge o rezistență de ieșire foarte mare, proprietate care este de dorit pentru sursele de curent. Ca urmare este natural să se încerce utilizarea cascodelelor ca surse de curent.

O sursă de curent bipolară bazată pe conexiunea cascodă este prezentată în fig. 4.9. Tranzistoarele  $Q_3$  și  $Q_4$  formează sursa de curent de bază; de multe ori se adaugă și rezistențe în emitor pentru îmbunătățirea împerecherii. Tranzistorul  $Q_2$ , care operează ca partea bază-comună a cascodei, transferă la ieșire curentul de colector al tranzistorului  $Q_3$  prezentând o rezistență de ieșire mare. Tranzistorul  $Q_1$  realizează o deplasare de nivel de un  $V_{BE}$  asigurând faptul că tranzistorul  $Q_3$  este în regiunea activă cu  $V_{CB3} \approx 0$ . Dacă presupunem că rezistențele de semnal mic ale tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_4$  sunt mici rezistența de ieșire de semnal mic în colectorul lui  $Q_2$  este dată de (3.49) în care se înlocuiește  $R_E = r_{o3}$ . Deoarece

se obține

$$g_m^2 r_o^3 = g_m^3 r_o^3 \gg \beta_0$$

$$R_o = \beta_0 r_o$$
(4.21)

Un rezultat mai exact se obține dacă în analiza completă de semnal mic a circuitului din fig. 4.9 se țin cont și de valorile finite ale rezistențelor de semnal mic ale tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_4$ :

$$R_o = \frac{\beta_0 r_o}{2}, \quad (4.22)$$

modificarea rezultatului fiind datorată căii de semnal de la  $Q_2$  la  $Q_3$  prin  $Q_1$  și  $Q_4$ . În concluzie, sursa de curent cascodă determină creșterea valorii rezistenței de ieșire și a tensiunii echivalente în gol cu un factor de aproximativ  $\beta_0/2$ .

De exemplu pentru  $\beta_0=100$  și  $V_A=130$  V

$$V_{\text{Thev}} = \frac{\beta_0 r_o I_o}{2} = \frac{\beta_0 V_A}{2} = 6500 \text{ V}; \quad (4.23)$$

la un curent de ieșire  $I_o=1$  mA se obține o rezistență de ieșire

$$R_o = \frac{6500 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 6,5 \text{ M}\Omega. \quad (4.24)$$

În analiza surselor de curent Widlar și cascodă s-au neglijat efectele date de rezistența  $r_\mu$ . În timp ce pentru sursa de curent simplă această presupunere a fost ușor de justificat, în cazul acestor surse de impedență mai mare ea trebuie reexaminată. Rezistența colector-bază  $r_\mu$ , rezultă din modularea curentului de recombinare în bază, consecință a efectului Early (vezi Capitolul 1). Pentru cazul unui tranzistor al cărui curent de bază este compus în întregime din curentul de recombinare în bază, variația procentuală a curentului de bază (datorită variației tensiunii  $V_{CE}$  la  $V_{BE}=\text{constant}$ ) va fi egală cu aceea a curentului de colector; ca urmare  $r_\mu$  va fi legat de  $r_o$  printr-un factor  $\beta_0$ . În aceste condiții efectul dat de  $r_\mu$  ar consta în reducerea rezistenței de ieșire a sursei de curent cascodă cu un factor de 2; sursa Widlar va fi mult mai puțin afectată.

Totuși într-un tranzistor *npn*, real, de circuit integrat numai o foarte mică parte a curentului de bază rezultă din recombinarea în bază. Deoarece numai această componentă este sensibilă la efectul Early, valorile observate pentru  $r_\mu$  sunt cu un factor de mult mai mici decât ar fi  $\beta_0 r_o$ . Aceasta înseamnă că în sursele de curent *npn* considerate până acum, efectul de reacție este neglijabil.

În cazul *pnp*-lor, rezistența de reacție,  $r_\mu$ , este mult mai mică decât în cazul *npn*-urilor. Aceasta din nou este datorată faptului că numai o mică parte a curentului de bază rezultă prin recombinarea în bază. Valoarea reală a acestor rezistențe depinde de multe variabile de proiectare și de tehnologie. Valorile observate sunt legate de  $r_o$  prin  $r_\mu = \beta_0 r_o$ . Ca urmare, pentru sursele de curent *pnp*, rezistența de reacție poate fi semnificativă dacă baza tranzistorului este legată la un punct de impedență mare.

În cazul surselor de curent  $r_\mu$  trebuie luate în considerare în cazul surselor de curent cascodă și Widlar deoarece mai mare ca  $\beta_0 r_o$ . Să observăm, de asemenea, că în toate cazurile în care baza tranzistorului sursă de curent era legată la un punct de mică impedență, variația de curent prin  $r_\mu$  nu modifica tensiunea  $V_{BE}$ . În cazul în care baza este legată la un punct de impedență mare variații ale curentului care curge prin  $r_\mu$  trec în bază și modifică tensiunea  $V_{BE}$  a tranzistorului cu  $\beta$ , rezultă astfel variații mult mai mari ale curentului de ieșire, în comparație cu cazul în care baza se leagă la un punct de impedență mică.

Sursa de curent cascodă este larg utilizată și în tehnologiile MOS. Un exemplu simplu este prezentat în fig. 4.10.

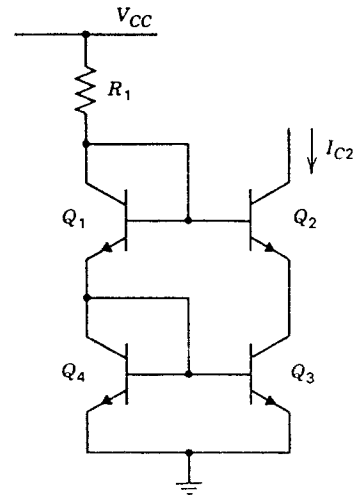


Fig. 4.9 Sursă de curent cascodă realizată cu tranzistoare bipolare.

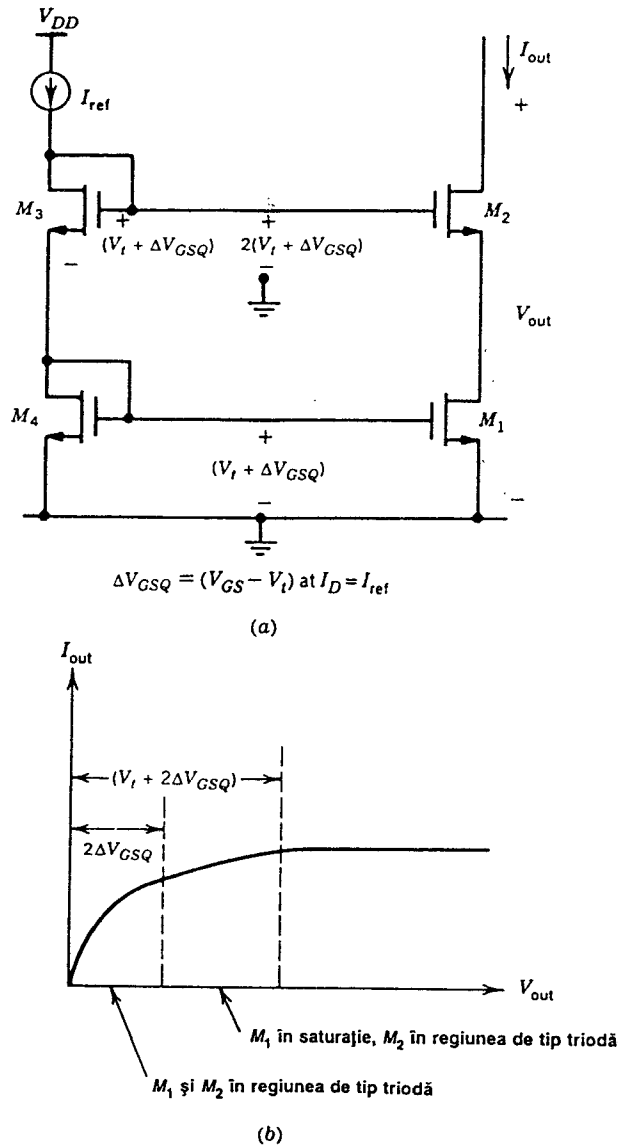


Fig. 4.10 (a) Sursa de curent cascodă care folosește tranzistoare MOS. (b) Caracteristicile I-V.

Expresia rezistenței de ieșire de semnal mic se obține folosind (3.59):

$$R_o = r_{o2} [1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o1}] + r_{o1} . \quad (4.25)$$

După cum s-a arătat anterior sursele de curent cascodă simple bipolare nu pot realiza o rezistență de ieșire mai mare decât  $\beta_0 r_o / 2$  din cauza efectului dat de curentul de bază în tranzistorul cascodă. Spre deosebire de cazul tranzistorului bipolar câștigul în curent al tranzistorului MOS este infinit, fiind posibilă astfel obținerea cu cascoda MOS a unei rezistențe de ieșire arbitrare de mari prin adăugarea în stiva cascodei a unui număr suficient de tranzistoare. O limitare este

introdusă de curentul rezidual de substrat al TECMOS (descriș în Secțiunea 1.11) care crează un șunt rezistiv de la nodul de ieșire spre masă. Acest șunt poate domina valoarea rezistenței de ieșire<sup>4</sup> pentru valori moderate și mari ale tensiunii  $V_{out}$ .

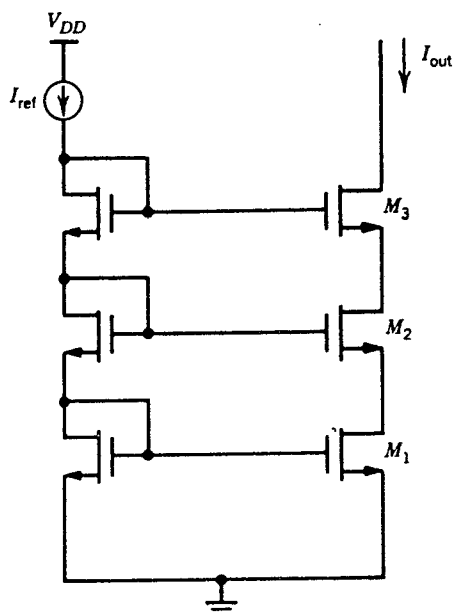


Fig. 4.11 Exemplu de sursă de curent cascodă triplă.

### ■ EXEMPLU

Să se determine tensiunea echivalentă în gol a cascodei triple din fig. 4.11. Pentru fiecare tranzistor se va presupune că valoarea tensiunii echivalente în gol este de 50 V și că  $g_m r_o = 50$ . Se va neglija efectul de substrat.

Fiecare etaj cascodă crește rezistența de ieșire cu un factor aproximativ egal cu  $(1 + g_m r_o)$ . Deci tensiunea echivalentă în gol este:

$$V_{Thev} = (V_{Thev})_{M3} [1 + g_{m3} r_{o3} (1 + g_{m2} r_{o1})]$$

$$= 50 \text{ V} \times [1 + 50(1 + 50)] = 127.550 \text{ V}.$$

Din acest exemplu se constată că rezistența de ieșire este de ordinul a  $10^{10} \Omega$  pentru curenți de polarizare de ordinul a  $10 \mu\text{A}$ . Diferite elemente parazite cum ar fi, de exemplu, rezistența determinată de curentul rezidual de substrat, pot fi comparabile ca valoare cu această rezistență de ieșire. ■

Un dezavantaj important al sursei de curent cascodă, în comparație cu sursa de curent simplă, este dat de valoarea mai mică a excursiei de tensiune în nodul de ieșire pentru care ambele tranzistoare sunt în regiunea de saturație. Această situație este o urmare a faptului că tranzistoarele sursă de curent și cascodă sunt stivuite. După cum rezultă din fig. 4.10 tensiunea minimă la ieșirea sursei de curent, astfel ca ambele tranzistoare să fie în saturație, este  $(V_t + 2\Delta V_{GSQ})$ . Cu toate că  $\Delta V_{GSQ}$  poate fi făcut mic folosind  $W$  mari și polarizând tranzistoarele la curenți mici termenul dat de tensiunea de prag contribuie semnificativ la scăderea excursiei de tensiune, în special în cazurile în care sursa de curent este utilizată ca element de sarcină în etajele de amplificare.

O tehnică mult mai bună de polarizare, care permite îmbunătățirea excursiei de tensiune la ieșire, constă în polarizarea tranzistorului  $M_1$  (vezi fig. 4.10) la marginea regiunii de saturație, drena fiind mai negativă față de grilă cu o tensiune de prag. O soluție de principiu este descriș în fig. 4.12a în care în serie cu grila tranzistorului  $M_2$  s-a inserat un element de deplasare de nivel. O posibilitate de implementare a acestei scheme de polarizare este prezentată în fig. 4.12b; repetorul pe sursă  $M_5$  a fost inserat pentru a se obține căderea de tensiune iar raportul  $W/L$  al lui  $M_4$  a fost micșorat de patru ori pentru compensarea  $\Delta V_{GSQ}$  a lui  $M_5$ . De fapt tranziția de la regiunea de tip triodă la cea de saturație a tranzistoarelor MOS este graduală astfel că de obicei este necesar să se mărească tensiunea de drenă a lui  $M_1$  cu câteva sute de mV peste  $\Delta V_{GSQ}$  pentru a realiza valoarea rezistenței incrementale de ieșire prezisă de (4.25).

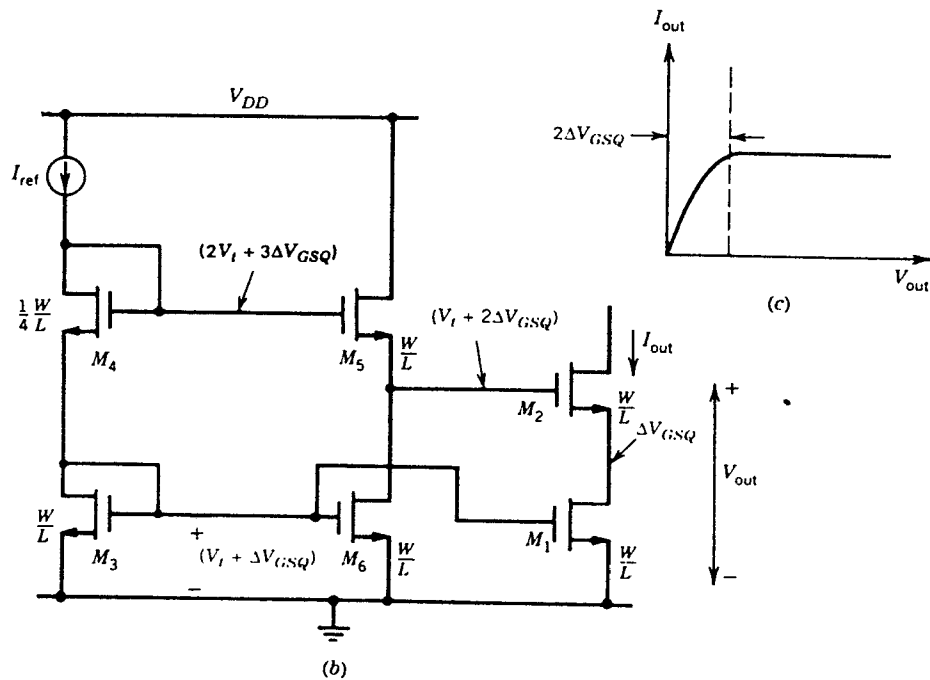
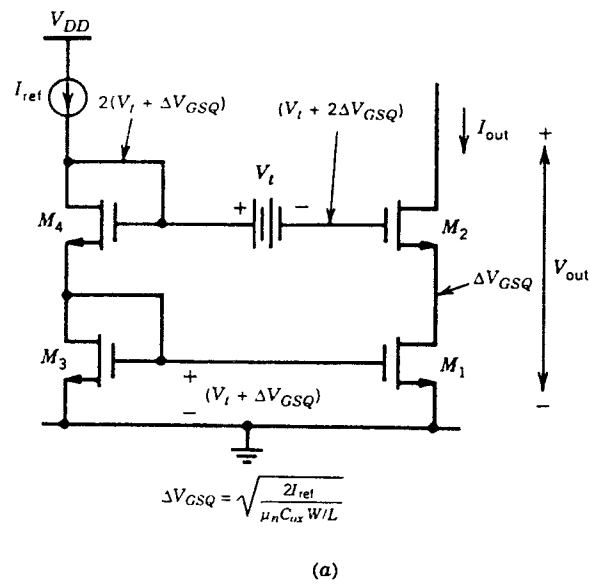


Fig. 4.12. (a) Sursa de curent cascodă MOS cu polarizare îmbunătățită pentru obținerea unei excursii maxime de tensiune la ieșire. (b) Implementarea practică. (c) Caracteristica I-V.

Acest tip de deplasare de nivel, folosit pentru mărirea excursiei tensiunii de la ieșirea surselor de curent cascadă, se poate aplica și la circuitele bipolare.

#### 4.2.4 Sursa de curent Wilson

O altă configurație de sursă de curent larg utilizată, care permite obținerea de valori foarte mari pentru  $R_o$ , este sursa de curent Wilson<sup>5</sup>, prezentată în fig. 4.13 în versiunea care folosește tranzistoare bipolare. De fapt este un circuit cu reacție negativă (vezi *Capitolul 8*): reacția prin tranzistorul  $Q_3$  îl comandă pe  $Q_1$  pentru a-i crește rezistența de ieșire. În plus, se obține un grad ridicat de compensare a erorii determinate de curentul de bază rezultând astfel un transfer precis de la  $I_{ref}$  la  $I_o = I_{C2}$ .

Dintr-un punct de vedere calitativ, se poate spune că diferența între curentul de referință și curentul  $I_{C1}$  va curge în baza tranzistorului  $Q_2$ . Acest curent de bază multiplicat cu  $(\beta_F + 1)$  trece prin tranzistorul conectat ca diodă  $Q_3$ , ceea ce face ca un curent de aceeași valoare să curgă prin tranzistorul  $Q_1$ . Se formează deci o buclă de reacție care reglează valoarea curentului  $I_{C1}$  astfel încât să fie practic egală cu valoarea curentului de referință. Trebuie observat că tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_3$  funcționează la tensiuni colector-emitor care diferă doar prin căderea de tensiune pe o diodă și că la variațiile de tensiune de la bornele sursei de curent tensiunea colector-emitor a tranzistorului  $Q_3$  nu se modifică. Ca urmare curentul de colector al tranzistorului  $Q_3$  rămâne practic egal cu acela al tranzistorului  $Q_1$ , independent de valoarea tensiunii din colectorul tranzistorului  $Q_2$ . Acest fapt determină o valoare aproape constantă pentru curentul de colector al tranzistorului  $Q_2$ , rezultând o valoare mare a rezistenței de ieșire.

Pentru analiza de curent continuu vom presupune că  $V_A = \infty$  și că tranzistoarele sunt identice. Curentul de emitor al tranzistorului  $Q_2$  este egal cu curentul de colector al tranzistorului  $Q_3$  plus curenții de bază ai tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_3$ :

$$-I_{E2} = I_{C3} + I_{B3} + I_{B1} = I_{C3} \left[ 1 + \frac{1}{\beta_F} \right] + \frac{I_{C1}}{\beta_F} = \quad (4.26)$$

$$-I_{E2} = I_{C3} \left[ 1 + \frac{2}{\beta_F} \right]. \quad (4.27)$$

Din (4.27) se obține curentul de colector al tranzistorului  $Q_2$

$$I_{C2} = -I_{E2} \frac{\beta_F}{1 + \beta_F} = I_{C3} \left[ 1 + \frac{2}{\beta_F} \right] \left[ \frac{\beta_F}{1 + \beta_F} \right] \quad (4.28)$$

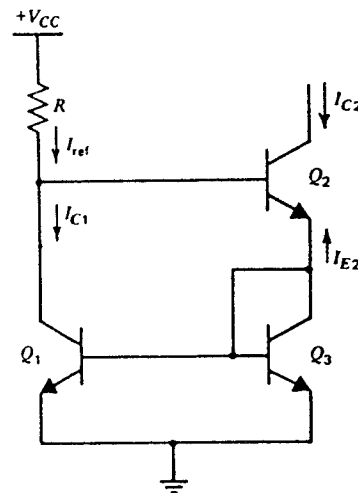


Fig. 4.13 Sursa de curent Wilson.

care se scrie

$$I_{C3} = I_{C2} \frac{\beta_F + 1}{\beta_F + 2} . \quad (4.29)$$

Făcând suma curenților în baza tranzistorului  $Q_2$  se găsește

$$I_{C1} = I_{ref} - \frac{I_{C2}}{\beta_F} . \quad (4.30)$$

Deoarece în scrierea expresiei 4.26 am presupus că tranzistoarele sunt identice rezultă

$$I_{C1} = I_{C3} . \quad (4.31)$$

Înlocuind (4.29) și (4.30) în (4.31) se obține

$$I_{C2} = I_{ref} \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta_F^2 + 2\beta_F}} . \quad (4.32)$$

Deci curentul de ieșire și curentul de referință diferă doar printr-un factor de ordinul  $2/\beta_F^2$ .

O analiză de semnal mic a circuitului, desfășurată în același mod ca și pentru sursa Wildar, neglijându-se  $r_{\mu}$ , conduce la următoarele expresii pentru rezistența de ieșire și tensiunea echivalentă Thévenin:

$$R_o \approx \frac{\beta_o r_{o2}}{2} , \quad (4.33a)$$

$$V_{Thev} \approx \frac{\beta_o V_A}{2} \quad (4.33b)$$

Sursele de curent Wilson sunt utilizate și în tehnologiile MOS, un exemplu fiind dat în fig. 4.14. Funcționarea circuitului este în esență identică cu aceea a versiunii bipolare în cazul în care  $\beta_F$  este infinit. Rezistența de ieșire de semnal mic presupunând că sursa  $I_{ref}$  introduce o încărcare rezistivă neglijabilă este dată de expresia:

$$R_o \approx (2 + g_{m1} r_{o3}) r_{o1} . \quad (4.34)$$

În sursa de curent Wilson din fig. 4.14 tensiunea drenă-sursă de c.c. este mai mare pe tranzistorul  $M_3$  decât pe tranzistorul  $M_2$ . În cazul unor tensiuni de prag mari aceasta conduce la o neîmperechere a curenților de drenă datorită valorii finite a rezistenței de ieșire a tranzistoarelor. Problema se rezolvă prin adăugarea unui tranzistor conectat ca diodă  $M_4$ , care egalizează tensiunile drenă-sursă pe  $M_3$  și  $M_2$  (vezi fig. 4.15). Aceeași tehnică — adăugarea unei diode suplimentare — se poate aplica și pentru sursa Wilson bipolară din fig. 4.13 îmbunătățindu-se împerecherea și precizia.

În analiza sursei de curent simplă și a surselor de curent Wildar și Wilson ne-am concentrat asupra problemei obținerii valorii dorite a curentului de ieșire — care poate să fie mic — și asupra problemei obținerii unei valori mari a rezistenței de ieșire a sursei de curent. Circuitul Wildar este util pentru realizarea de valori mici ale curenților de ieșire, iar circuitul Wilson pentru realizarea de valori mari ale impedanței de ieșire și a unei sensibilități mici față de curenții de bază ai tranzistoarelor.



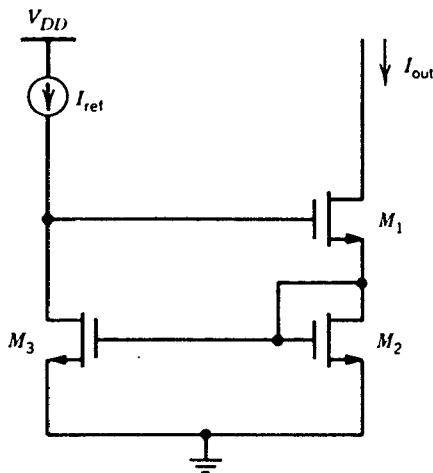


Fig. 4.14 Sursa de curent Wilson realizată cu TECMOS.

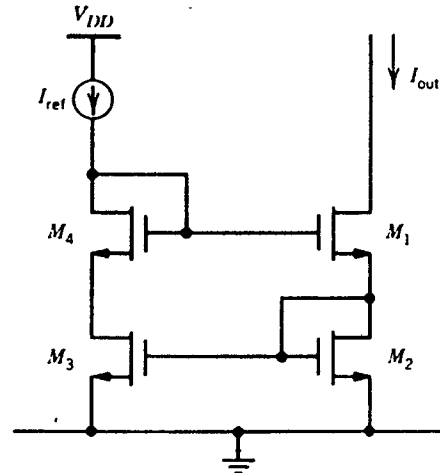


Fig. 4.15 Sursa de curent Wilson îmbunătățită prin adăugarea unui tranzistor suplimentar astfel încât tensiunile de drenă ale  $M_2$ ,  $M_3$  sunt egale.

Problemele particulare de proiectare a circuitelor impun în mod frecvent și controlul atent al altor aspecte legate de funcționarea surselor de curent cu tranzistoare. De exemplu de multe ori este necesară generarea a doi curenți ale căror valori trebuie să fie apropiate, cât se poate de precis. Posibilitatea de a realiza astfel de surse de curent împerecheate este de obicei limitată de neîmperecherile tranzistoarelor care compun circuitul. Această problemă este discutată mult mai pe larg în *Anexa A4.1* de la sfârșitul acestui capitol.

O a doua cerință întâlnită frecvent este aceea ca funcționarea circuitului integrat să nu fie afectată de variațiile — în interiorul unor limite specificate — a tensiunilor surselor de alimentare și/sau ale temperaturii. Această cerință impune în general ca sursele de curent de polarizare din circuit să aibă curenți de ieșire care să fie insensibili la variațiile tensiunilor surselor de alimentare și ale temperaturii. Proiectarea unor astfel de circuite de polarizare care realizează aceste obiective este discutată în *Anexele A4.2* și *A4.3* de la sfârșitul acestui capitol.

### 4.3 SURSELE DE CURENT CA SARCINI ACTIVE

În amplificatoarele diferențiale convenționale, de tipul discutat în *Capitolul 3*, ca element de sarcină în colector se foloseau rezistoare (vezi fig. 3.37). Pentru acest circuit câștigul în tensiune este dat de:

$$A_{dm} = -g_m R_C = -\frac{I_C R_C}{V_T} \quad (4.35)$$

Pentru a se obține o valoare mare a câștigului în tensiune, produsul  $I_C R_C$  trebuie să fie mare, fapt care reclamă atât o tensiune de alimentare mare cât și o valoare mare a rezistenței. De exemplu, un câștig în tensiune de 500 impune ca  $I_C R_C = 13$  V și dacă,  $I_C = 100$   $\mu$ A,  $R_C$  va avea o valoare de 130 k $\Omega$ . În acest caz pentru o alimentare de 15 V gama tensiunii de mod comun de la intrare pentru care tranzistoarele rămân nesaturate va fi foarte restrânsă. În plus

cele două rezistoare vor consuma o parte foarte mare din aria cipului. După cum se va arăta în *Capitolul 9*, un obiectiv important al proiectării amplificatorului cu reacție este dat de realizarea valorii cerute a câștigului în tensiune utilizând un număr cât mai mic posibil de etaje. Folosirea rezistenței  $r_o$  a tranzistoarelor *pnp* ca element de sarcină permite obținerea de valori mari ale câștigului în tensiune fără a mai fi necesare tensiuni mari de alimentare<sup>6</sup>. Deoarece elementul de sarcină într-un astfel de circuit este un tranzistor *pnp*, și nu un rezistor, sarcina din colector se numește *activă*.

### 4.3.1 Amplificatorul cu emitorul comun cu sarcină activă

În fig. 4.16 se indică schema de principiu a unui amplificator cu emitorul comun cu sarcină activă. Vom începe cu analiza comportării acestui circuit, în curent continuu la semnal mare. Caracteristica I-V a sursei de curent cu tranzistoare *pnp* este indicată în fig. 4.17a. Vom nota această caracteristică

$$I_{c2} = I_{c2}(V_{ce2}, V_{BE2})$$

unde  $V_{BE2}$  este tensiunea bază-emitor în curent continuu a tranzistorului  $Q_2$ . Caracteristicile de colector pentru tranzistorul *nnp* — cu  $V_{BE}$  ca parametru — sunt date în fig. 4.17b. Pentru circuitul cu sarcină activă

$$I_{c1} = -I_{c2}, \quad (4.36)$$

$$V_{ce2} = -V_{CC} + V_{ce1}. \quad (4.37a)$$

Utilizarea acestor relații ne permite să suprapunem caracteristica I-V a sarcinii active *pnp* pe caracteristicile de colector ale tranzistorului *nnp*. Caracteristica I-V a tranzistorului sarcină impune ca  $I_{c1}$ , curentul de colector al tranzistorului  $Q_1$ , și  $V_{ce1}$ , tensiunea colector-emitor a aceluiași tranzistor să fie legate între ele prin relația

$$I_{c1} = -I_{c2}(V_{ce2}, V_{BE2}) \quad (4.37b)$$

Folosind (4.37a) se obține

$$I_{c1} = -I_{c2}[-V_{CC} + V_{ce1}, V_{BE2}]. \quad (4.37c)$$

Deci, în concordanță cu (4.37c), curba de sarcină va avea forma caracteristicii curentului de colector din fig. 4.17a, curba fiind însă oglindită față de axa orizontală și deplasată spre dreapta cu o mărime egală cu  $V_{CC}$ . Curba de sarcină care rezultă este indicată în fig. 4.17c.

Acum putem trece la discutarea caracteristicii de curent continuu a circuitului. Să presupunem că inițial  $V_i = 0$ . Tranzistorul *nnp* este blocat, iar tranzistorul *pnp* saturat, situație care corespunde punctului 1 din fig. 4.17c. Odată cu creșterea tensiunii  $V_i$ , tranzistorul *nnp* începe să conducă, dar tranzistorul *nnp* rămâne saturat până când se atinge starea din punctul 2. Aici tranzistorul *pnp* iese din saturație, și o creștere ulterioară mică a tensiunii  $V_i$  mută rapid punctul de funcționare, prin 3, spre 4 unde tranzistorul *nnp* este saturat.

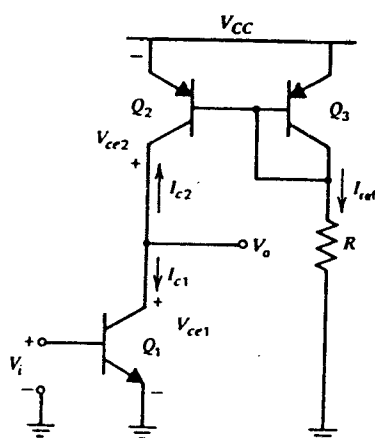


Fig. 4.16 Amplificatorul cu emitorul comun cu sarcină activă.

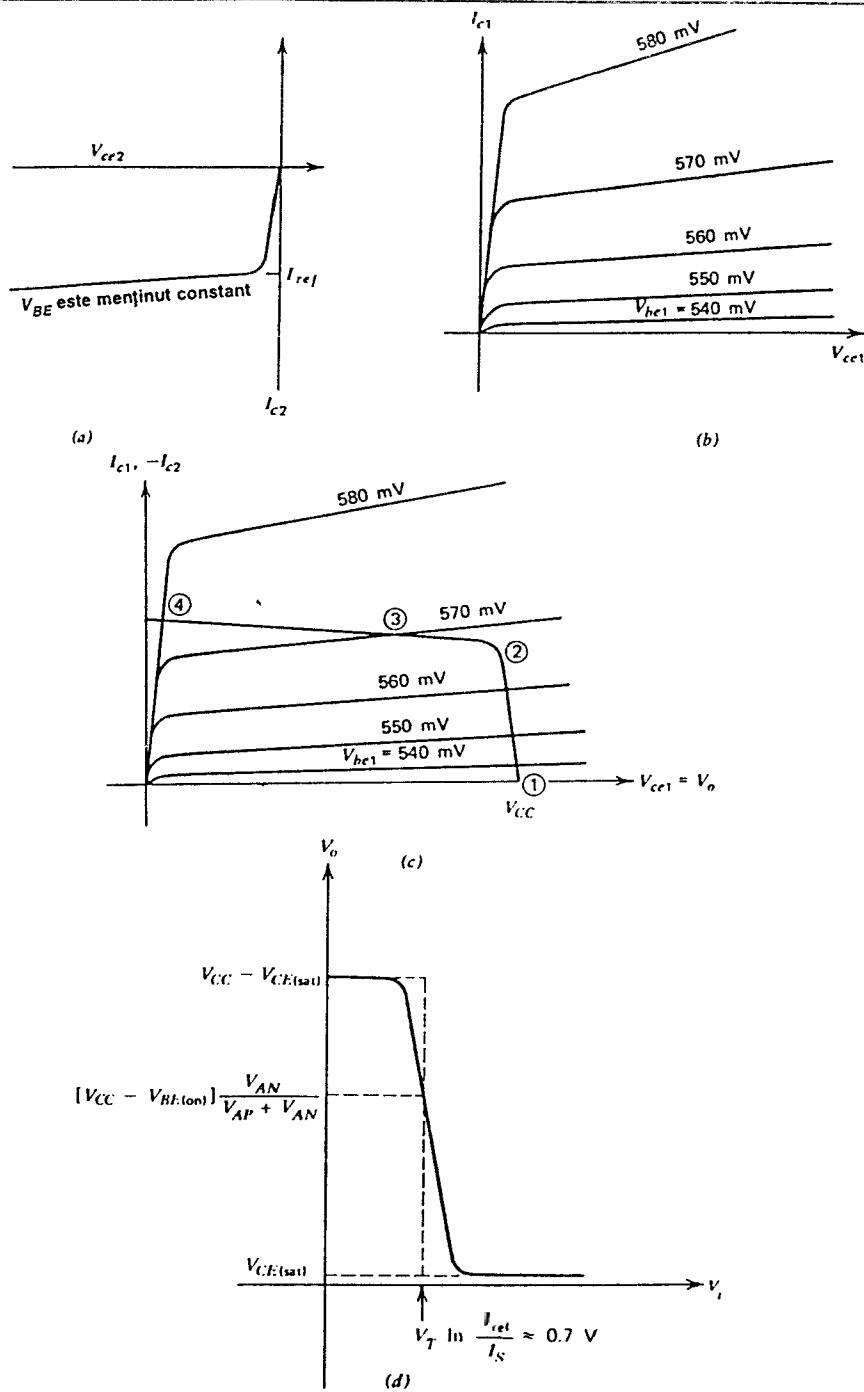


Fig. 4.17 (a) Caracteristica I-V a tranzistorului *pnp* sarcină activă. (b) Caracteristicile de colector ale tranzistorului *npn* (c) Caracteristicile de colector ale tranzistorului *npn* peste care s-a suprapus caracteristica I-V a sarcinii active *pnp*. (d) Caracteristica de transfer în curent continuu a amplificatorului cu emitorul comun cu sarcină activă.

Variația tensiunii  $V_i$ , necesară pentru deplasarea din punctul 2 în punctul 4 este de numai câțiva mV din cauza înclinării foarte mici a caracteristicilor de colector. Curba de transfer ( $V_o$  în funcție de  $V_i$ ) este schițată în fig. 4.17d.

Caracteristica de transfer pentru partea dintre punctele 2 și 4 în care ambele tranzistoare sunt în regiunea activă directă, poate fi exprimată analitic prin utilizarea pentru tranzistoare a modelelor de curent continuu de semnal mare discutate în *Capitolul 1*. Pentru tranzistorul *npn*  $Q_1$ , din fig. 4.16, se poate scrie

$$I_{c1} = I_{S1} \left[ \exp \frac{V_i}{V_T} \right] \left[ 1 + \frac{V_{ce1}}{V_{AN}} \right] \quad (4.38)$$

unde  $V_{AN}$  este tensiunea Early a tranzistorului *npn*. Pentru tranzistorul *pnp*  $Q_2$

$$I_{c2} = -I_{S2} \left[ \exp \frac{|V_{BE2}|}{V_T} \right] \left[ 1 + \frac{|V_{ce2}|}{V_{AP}} \right] \quad (4.39)$$

unde  $V_{AP}$  este tensiunea Early a tranzistorului *pnp*. Deoarece tranzistorul  $Q_3$  este conectat ca diodă, tensiunea sa colector-emitor  $V_{CE}$  este egală cu  $V_{BE(on)}$  obținându-se

$$I_{ref} \approx -I_{c3} = I_{S2} \left[ \exp \frac{|V_{BE3}|}{V_T} \right] \left[ 1 + \frac{V_{BE(on)}}{V_{AP}} \right] \quad (4.40)$$

dacă se presupune  $\beta_F \gg 1$ . Deoarece  $V_{BE2} = V_{BE3}$ , din relațiile 4.39 și 4.40 se găsește

$$I_{C2} = -I_{ref} \frac{1 + \frac{|V_{ce2}|}{V_{AP}}}{1 + \frac{V_{BE(on)}}{V_{AP}}} \quad (4.41)$$

Curenții  $I_{c1}$  și  $I_{c2}$  trebuie să aibă valori egale; din (4.38) și (4.41) se obține:

$$I_{S1} \left[ \exp \frac{V_i}{V_T} \right] \left[ 1 + \frac{V_{ce1}}{V_{AN}} \right] = I_{ref} \frac{1 + \frac{|V_{ce2}|}{V_{AP}}}{1 + \frac{V_{BE(on)}}{V_{AP}}} \quad (4.42)$$

Tensiunea de la ieșire,  $V_o$ , este legată de tensiunile colector-emitor prin relațiile

$$V_{ce1} = V_o, \quad (4.43)$$

$$|V_{ce2}| = V_{CC} - V_o \quad (4.44)$$

deci

$$I_{S1} \left[ \exp \frac{V_i}{V_T} \right] \left[ 1 + \frac{V_o}{V_{AN}} \right] = I_{ref} \frac{1 + \frac{V_{CC} - V_o}{V_{AP}}}{1 + \frac{V_{BE(on)}}{V_{AP}}} \quad (4.45)$$

și rezultă

$$I_{S1} \exp \frac{V_i}{V_T} = I_{\text{ref}} \frac{1 + \frac{V_{CC} - V_o}{V_{AP}}}{\left[ 1 + \frac{V_{BE(\text{on})}}{V_{AP}} \right] \left[ 1 + \frac{V_o}{V_{AN}} \right]} . \quad (4.46)$$

Vom face acum presupunerea că mărimile  $(V_{CC} - V_o)/V_{AP}$ ,  $V_{BE(\text{on})}/V_{AP}$  și  $V_o/V_{AN}$  sunt mult subunitare. Folosind aproximațiile

$$\frac{1}{1+x} \approx 1-x \quad (x \ll 1) \quad (4.47)$$

și

$$(1+x)(1+y) \approx 1+x+y \quad (x, y \ll 1) \quad (4.48)$$

expresia 4.46 se poate simplifica astfel:

$$I_{S1} \exp \frac{V_i}{V_T} = I_{\text{ref}} \left[ 1 + \frac{V_{CC}}{V_{AP}} - V_o \left( \frac{1}{V_{AP}} + \frac{1}{V_{AN}} \right) - \frac{V_{BE(\text{on})}}{V_{AP}} \right] . \quad (4.49)$$

Rezolvarea acestei ecuații conduce la următoarea expresie pentru  $V_o$ :

$$V_o = [V_{CC} - V_{BE(\text{on})}] \frac{V_{AN}}{V_{AN} + V_{AP}} + V_{A(\text{ef})} \left[ 1 - \frac{I_{S1} \exp \frac{V_i}{V_T}}{I_{\text{ref}}} \right] \quad (4.50)$$

unde

$$V_{A(\text{ef})} = \frac{V_{AN} V_{AP}}{V_{AN} + V_{AP}} \quad (4.51)$$

este tensiunea Early efectivă.

Primul termen din (4.50) este constant, iar al doilea este o funcție de tensiunea  $V_i$ . Expresia 4.50 este valabilă dacă

$$V_{CC} - V_{CE(\text{sat})} > V_o > V_{CE(\text{sat})} . \quad (4.52)$$

Caracteristica de transfer între punctele 2 și 4 este de fapt o mică porțiune a unei caracteristici exponențiale. Să observăm că atunci când în (4.50)

$$\frac{I_{S1} \exp \frac{V_i}{V_T}}{I_{\text{ref}}} = 1 \quad (4.53)$$

tensiunea de la ieșire are valoarea

$$V_o = [V_{CC} - V_{BE(\text{on})}] \frac{V_{AN}}{V_{AN} + V_{AP}} \quad (4.54)$$

după cum se arată în fig. 4.17d. În acest caz tensiunea de la ieșire are o valoare cuprinsă între

$V_{CC}$  și masă, dictată de relația particulară care există între valorile tensiunilor Early  $V_{AN}$  și  $V_{AP}$ . Dacă cele două tensiuni ar fi egale atunci tensiunea de la ieșire ar fi de, aproximativ, jumătate din  $V_{CC}$ . Din (4.53) valoarea tensiunii  $V_i$  în acest punct este  $V_T \ln(I_{ref}/I_{S1})$ , care este acea valoare care produce prin colectorul tranzistorului  $Q_1$  un curent  $I_{ref}$ , dacă tensiunea  $V_{CE1}$  ar fi foarte mică.

Deși pentru a determina câștigul în tensiune și rezistența de ieșire a acestui circuit vom face o analiză separată de semnal mic valoarea câștigului în tensiune, de semnal mic, se poate determina acum direct prin diferențierea relației 4.50:

$$A_v = \frac{dV_o}{dV_i} = -\frac{V_{A(ef)}}{V_T} \left( \frac{I_{S1} \exp \frac{V_i}{V_T}}{I_{ref}} \right) . \quad (4.55)$$

Considerând cazul în care termenul din paranteze este unitar, câștigul de semnal mic este

$$A_v = -\frac{V_{A(ef)}}{V_T} = -\frac{V_{AN} V_{AP}}{V_{AN} + V_{AP}} \frac{1}{V_T} \quad (4.56)$$

expresie care se poate scrie

$$A_v = \frac{-1}{\frac{V_T}{V_{AN}} + \frac{V_T}{V_{AP}}} = \frac{-1}{\eta_{npn} + \eta_{pnp}} ; \quad (4.57)$$

(s-a utilizat relația  $\eta = V_T/V_A$  care rezultă direct din (1.114)). Câștigul în tensiune este deci egal cu inversul sumei celor doi factori Early.

În continuare vom trece la calculul câștigului în tensiune pe baza unei analize de semnal mic. Pentru funcționarea de semnal mic a acestui circuit caracteristicile de interes, esențiale, sunt câștigul și rezistența de ieșire atunci când ambele tranzistoare sunt în regiunea activă directă. Circuitul echivalent de semnal mic este indicat în fig. 4.18. Din examinarea figurii este evident că fără sarcină la ieșire

$$A_v = -g_{m1}(r_{o1} \parallel r_{o2}) = \frac{-g_{m1}}{\frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o2}}} = \frac{-g_{m1}}{\eta_{npn} g_{m1} + \eta_{pnp} g_{m2}} . \quad (4.58)$$

Deoarece cele două tranzistoare funcționează la același curent de colector,  $g_{m1} = g_{m2}$ , și se obține

$$A_v = \frac{-1}{\eta_{npn} + \eta_{pnp}} . \quad (4.59)$$

Această expresie a câștigului în tensiune este identică cu aceea găsită prin diferențierea relației 4.50. Valorile tipice ale câștigului în tensiune se plasează în gama 1000—2000; se observă că etajele cu sarcină activă asigură valori mari ale câștigului în tensiune.

Din examinarea circuitului de semnal mic, rezultă că rezistența care se vede privind în ieșire este chiar combinația paralel a rezistențelor de ieșire ale celor două tranzistoare:

$$R_o = r_{onpn} \parallel r_{opnp} . \quad (4.60)$$

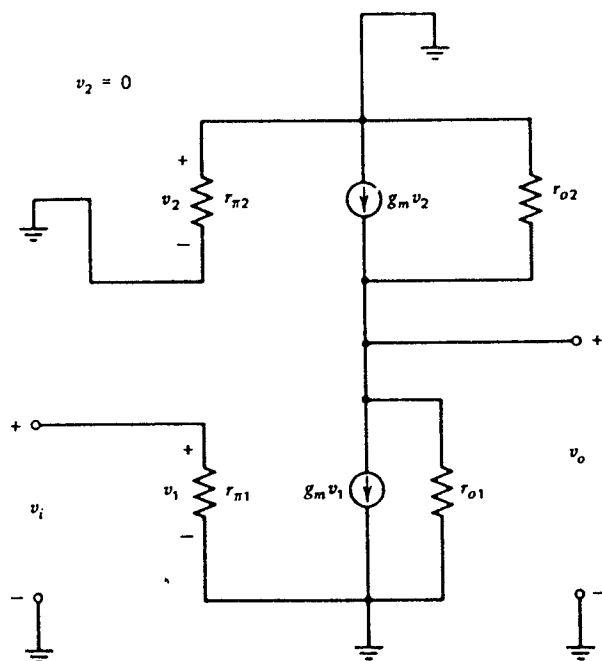


Fig. 4.18 Circuitul echivalent de semnal mic al amplificatorului cu emitorul comun cu sarcină activă.

#### ■ EXEMPLU

Să se determine câștigul în tensiune al circuitului din fig. 4.18 atunci când ambele tranzistoare sunt în regiunea activă directă. Se cunosc:  $\eta_{pnp} = 5 \times 10^{-4}$ ,  $\eta_{npn} = 2 \times 10^{-4}$ .

$$A_v = \frac{-1}{5 \times 10^{-4} + 2 \times 10^{-4}} = -1,4 \times 10^3.$$

#### 4.3.2 Perechea cu cuplaj în emitoare, cu sarcină activă

Aplicarea directă a conceptului de sarcină activă la perechea cu cuplaj în emitoare conduce la circuitul prezentat în fig. 4.19a. Observând că semicircuitul de mod diferențial pentru această pereche cu cuplaj în emitor este identic cu acela al amplificatorului cu emitorul comun din fig. 4.16, rezultă că valoarea câștigului în tensiune, de mod diferențial, este într-adevăr foarte mare. Totuși, circuitul, așa cum este, are neajunsul că valoarea tensiunii de mod comun de la ieșire în punctul static de funcționare este foarte sensibilă față de valoarea sursei de curent de polarizare din emitor și de valoarea surselor de curent — sarcini active. Acest fapt este ilustrat mai clar de semicircuitul de mod comun, valabil în curent continuu, din fig. 4.19b. În semicircuitul de mod comun combinația de tranzistoare  $Q_1$ ,  $Q_6$  și jumătate din  $Q_7$  formează o sursă de curent cascodă, care este conectată la sursa de curent  $pnp$ ,  $Q_3$ — $Q_5$ .

Acest circuit îl reamintește pe acela al amplificatorului cu emitorul comun cu sarcină activă, excepție făcând tranzistorul cascodă  $Q_1$ , introdus în serie cu tranzistorul cu emitorul

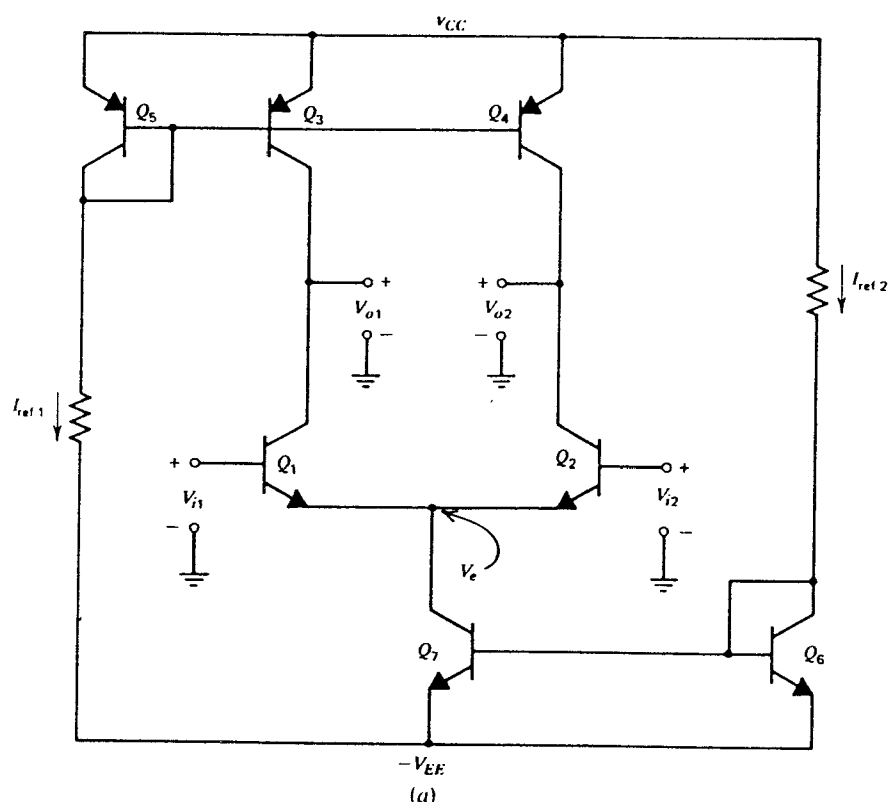


Fig. 4.19a Perechea cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă.

comun  $Q_-$ . Ca și în cazul amplificatorului cu emitorul comun cu sarcină activă tensiunea de ieșire,  $V_{oc}$ , este foarte sensibilă față de tensiunea din baza tranzistorului  $Q_6$ , care este influențată de curentul de referință  $I_{ref2}$ . De exemplu, o analiză detaliată arată că pentru o diferență de 4% între cei doi curenți de referință  $I_{ref1}$  și  $I_{ref2}$ , tensiunea de la ieșire  $V_{oc}$  se modifică față de valoarea nominală cu 2 V. Aceeași modificare rezultă și dintr-o neîmperechere de 1 mV între tranzistoarele  $Q_6$  și  $Q_7$ . În concluzie, pentru acest circuit, tensiunea de mod comun în curent continuu este foarte sensibilă față de neîmperecherea și variația componentelor, circuitul fiind neconvenabil din punct de vedere al stabilității punctului static de funcționare.

O altă abordare, indicată în fig. 4.20, constă în a controla sursa de curent sarcină activă cu curentul de colector al unei părți din perechea cu cuplaj în emitor. Acest circuit nu numai că elimină problemele legate de modul comun, dar asigură și o ieșire nesimetrică cu o rejecție a semnalelor de mod comun mult mai bună decât aceea dată de perechea cu cuplaj în emitoare standard, cu sarcină rezistivă, la care ieșirea se ia dintr-un colector. În continuare vom analiza atât comportarea de semnal mare cât și cea de semnal mic a acestui circuit.

Pentru a obține o imagine intuitivă asupra funcționării acestui circuit, îi vom analiza pentru început comportarea de semnal mare în condițiile presupunerii nerealiste că terminalul de ieșire este conectat la o sursă de tensiune (vezi fig. 4.21), astfel că rezistența de sarcină este zero. Cum acest circuit este utilizat în primul rând pentru a se obține un câștig în tensiune mare, desigur că în realitate el nu lucrează având ca sarcină un scurtcircuit în curent continuu.



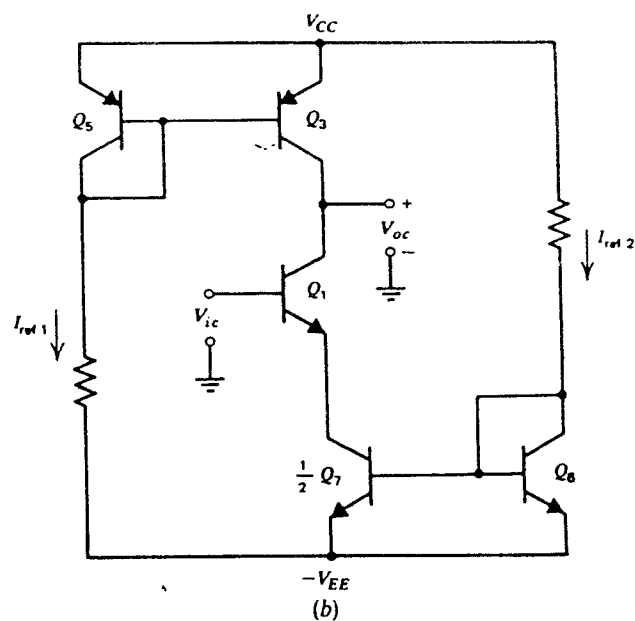


Fig. 4.19b Semicircuitul de mod comun pentru perechea cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă.

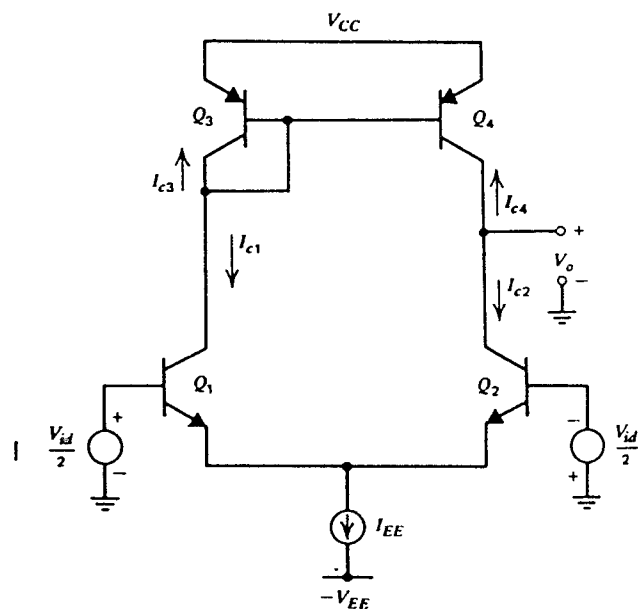


Fig. 4.20 Perechea cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă modificată.

Totuși o analiză a dependenței curentului de scurtcircuit la ieșire de tensiunea de la intrare ne oferă un bun punct de plecare pentru înțelegerea funcționării circuitului. Deoarece rezistența de sarcină este nulă, rezistențele de ieșire ale tranzistoarelor  $Q_2$  și  $Q_4$  au un efect minor asupra

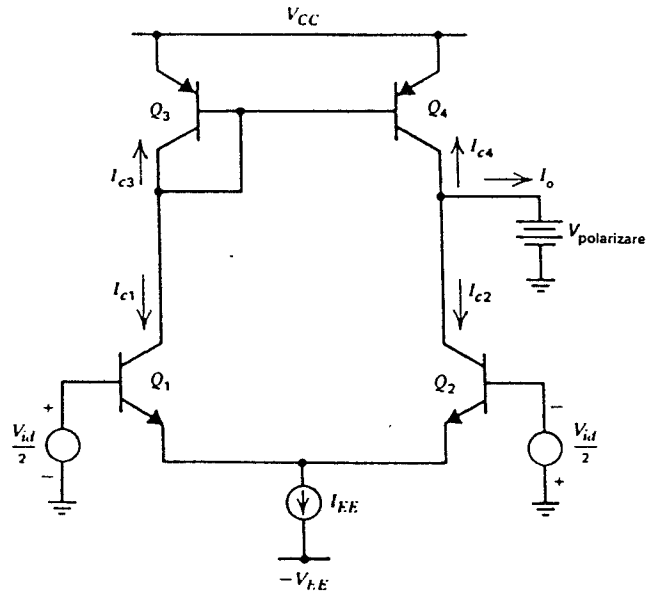


Fig. 4.21 Etaj cu sarcină activă cu ieșirea conectată la o sursă de tensiune.

curentului de la ieșire astfel că inițial le vom neglija, la fel ca și pe  $r_{o1}$  și  $r_{o3}$ . De asemenea, vom neglija curentul de bază al tranzistoarelor *pnp* și vom presupune că tranzistoarele sunt identice. Folosind rezultatele din *Capitolul 3* se obține:

$$I_{c1} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{1 + \exp \left[ -\frac{V_{id}}{V_T} \right]}, \quad (4.61)$$

$$I_{c2} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{1 - \exp \left[ \frac{V_{id}}{V_T} \right]}. \quad (4.62)$$

Tranzistoarele  $Q_3$  și  $Q_4$  sunt identice, deci:

$$I_{c3} = I_{c4} = -I_{c1}. \quad (4.63)$$

Curentul de ieșire este dat de relația

$$I_o = -I_{c4} - I_{c2} = I_{c1} - I_{c2} \quad (4.64)$$

în care înlocuind (4.61) și (4.62) se obține

$$I_o = \alpha_F I_{EE} \tanh \left[ \frac{V_{id}}{2V_T} \right]. \quad (4.65)$$

Această caracteristică de transfer este indicată în fig. 4.22. Se observă că  $I_o=0$  atunci când  $V_{id}=0$ ; rezultă că dacă se ia ca mărime de ieșire curentul, circuitul va avea în mod natural

tensiunea de offset la intrare nulă. Circuitul este capabil atât să absoarbă cât și să livreze curent sarcinii atașate la ieșire. Atunci când ieșirea este în scurtcircuit curentul de ieșire variază între  $+I_{EE}$  și  $-I_{EE}$  corespunzător variației  $V_{id}$  pe un interval de câteva sute de mV. Deși ulterior vom face o analiză de semnal mic separată, vom calcula acum transconductanța circuitului în condiții de scurtcircuit, folosind rezultatele obținute anterior, prin diferențierea relației 4.65:

$$G_m = \frac{dI_o}{dV_{id}} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{2V_T} \operatorname{sech}^2 \frac{V_{id}}{2V_T}. \quad (4.66)$$

Pentru cazul  $V_{id}=0$  se găsește că

$$G_m = \frac{\alpha_F I_{EE}}{2V_T} = \frac{\alpha_F I_C}{V_T} \approx g_m \quad (4.67)$$

transconductanța circuitului fiind identică cu aceea a fiecărui tranzistor.

În continuare vom considera comportarea de semnal mare a circuitului, în configurația mult mai convenabilă din fig. 4.20 (cazul în care la ieșire nu este conectată nici o sarcină), calculând tensiunea de la ieșire  $V_o$ , în funcție de tensiunea  $V_{id}$ . Calitativ, ne așteptăm ca valoarea câștigului în tensiune să fie mare atunci când toate cele patru tranzistoare sunt în regiunea activă directă. În această analiză vom neglija curenții de bază, dar vom ține cont de rezistența de ieșire finită a tranzistoarelor. Pentru cele patru tranzistoare se poate scrie:

$$I_{c1} = I_S \left( \exp \frac{V_{be1}}{V_T} \right) \left( 1 + \frac{V_{ce1}}{V_{AN}} \right), \quad (4.68)$$

$$I_{c2} = I_S \left( \exp \frac{V_{be2}}{V_T} \right) \left( 1 + \frac{V_{ce2}}{V_{AN}} \right), \quad (4.69)$$

$$I_{c3} = -I_S \left( \exp \left| \frac{V_{be3}}{V_T} \right| \right) \left( 1 + \left| \frac{V_{ce3}}{V_{AP}} \right| \right), \quad (4.70)$$

$$I_{c4} = -I_S \left( \exp \left| \frac{V_{be4}}{V_T} \right| \right) \left( 1 + \left| \frac{V_{ce4}}{V_{AP}} \right| \right) \quad (4.71)$$

unde  $V_{AN}$  este tensiunea Early a tranzistoarelor *nnp*, iar  $V_{AP}$  tensiunea Early a tranzistoarelor *pnp*. Vom presupune că potențialul de curent continuu al bazelor tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  este aproximativ nul, astfel că pentru tranzistorul  $Q_1$

$$V_{ce1} = V_{CC} + V_{be3} + V_{be1} \approx V_{CC} \quad (4.72)$$

deoarece  $V_{be3} \approx -V_{be1}$ .

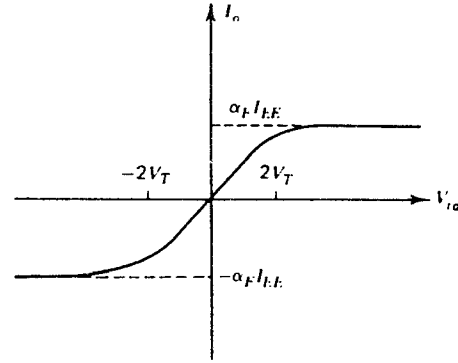


Fig. 4.22 Caracteristica de transfer în scurtcircuit, de curent continuu a perechii cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă.

Pentru tranzistorul  $Q_3$  care este conectat ca diodă

$$V_{ce3} = -V_{BE(on)} . \quad (4.73)$$

Scriind suma tensiunilor pe ochiul care conține joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  se obține:

$$V_{id} = V_{be1} - V_{be2} . \quad (4.74)$$

Inversând (4.68) și (4.69) și înlocuind apoi în (4.74) rezultă

$$V_{id} = V_T \ln \frac{I_{c1} \left( 1 + \frac{V_{ce2}}{V_{AN}} \right)}{I_{c2} \left( 1 + \frac{V_{CC}}{V_{AN}} \right)} \quad (4.75)$$

unde pentru  $V_{ce1}$  s-a folosit (4.72). Tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$  sunt aceleași astfel că din (4.70) și (4.71) rezultă

$$\frac{I_{c4}}{I_{c3}} = \frac{1 + \left| \frac{V_{ce4}}{V_{AP}} \right|}{1 + \left| \frac{V_{BE(on)}}{V_{AP}} \right|} \quad (4.76)$$

unde pentru  $V_{ce3}$  s-a folosit (4.74). Dacă neglijăm curenții de bază, atunci curenții  $I_{c1}$  și  $I_{c3}$ , respectiv  $I_{c2}$  și  $I_{c4}$  sunt egali; ca urmare (4.76) se poate scrie astfel:

$$\frac{I_{c2}}{I_{c1}} = \frac{1 + \left| \frac{V_{ce4}}{V_{AP}} \right|}{1 + \left| \frac{V_{BE(on)}}{V_{AP}} \right|} . \quad (4.77)$$

Înlocuind acest raport în (4.75) se obține:

$$V_{id} = V_T \ln \left[ \frac{1 + \frac{V_{BE(on)}}{V_{AP}}}{1 + \frac{|V_{ce4}|}{V_{AP}}} \cdot \frac{1 + \frac{V_{ce2}}{V_{AN}}}{1 + \frac{V_{CC}}{V_{AN}}} \right] . \quad (4.78)$$

Exprimând tensiunile colector-emitor în funcție de tensiunea de ieșire

$$V_{ce2} = V_o + V_{BE2(on)} , \quad (4.79)$$

$$V_{ce4} = V_o - V_{CC} \quad (4.80)$$

și deoarece

$$|V_{ce4}| = V_{CC} - V_o \quad (4.81)$$

după înlocuirea acestor relații în (4.78) se obține:

$$V_{id} = V_T \ln \frac{\left[1 + \frac{V_{BE(on)}}{V_{AP}}\right] \left[1 + \frac{V_{BE(on)}}{V_{AN}} + \frac{V_o}{V_{AN}}\right]}{\left[1 + \frac{V_{CC}}{V_{AN}}\right] \left[1 + \frac{V_{CC}}{V_{AP}} - \frac{V_o}{V_{AP}}\right]} . \quad (4.82)$$

Vom face acum presupunerea că mărimile  $V_{BE(on)}/V_{AP}$ ,  $V_{BE(on)}/V_{AN}$ ,  $V_{CC}/V_{AP}$ ,  $V_{CC}/V_{AN}$ ,  $V_o/V_{AN}$  și  $V_o/V_{AP}$  sunt mult mai mici ca unitatea. În acest caz prin utilizarea aproximațiilor

$$\frac{1}{1+x} \approx 1-x \quad (x \ll 1) , \quad (4.83)$$

$$(1+x)(1+y) \approx 1+x+y \quad (x, y \ll 1) \quad (4.84)$$

expresia 4.82 se poate simplifica rezultând:

$$V_{id} = V_T \ln \frac{1 + \left[ \frac{V_o - V_{CC} + V_{BE(on)}}{V_{AN}} \right]}{1 - \left[ \frac{V_o - V_{CC} + V_{BE(on)}}{V_{AP}} \right]} . \quad (4.85)$$

Aplicând exponențiala ambelor părți se obține:

$$\left[ 1 - \frac{V_o - V_{CC} + V_{BE(on)}}{V_{AP}} \right] \left[ \exp \frac{V_{id}}{V_T} \right] = 1 + \frac{V_o - V_{CC} + V_{BE(on)}}{V_{AN}} . \quad (4.86)$$

Rezolvând această ecuație pentru  $[V_o - V_{CC} + V_{BE(on)}]$  se găsește

$$V_o - V_{CC} + V_{BE(on)} = \frac{\exp \frac{V_{id}}{V_T} - 1}{\frac{1}{V_{AP}} \exp \frac{V_{id}}{V_T} + \frac{1}{V_{AN}}} . \quad (4.87)$$

În continuare înmulțim numărătorul și numitorul cu  $V_{AP} V_{AN} \exp(-V_{id}/2V_T)$ :

$$V_o - V_{CC} + V_{BE(on)} = \frac{V_{AN} V_{AP} \left[ \exp \frac{V_{id}}{2V_T} - \exp \frac{-V_{id}}{2V_T} \right]}{V_{AN} \exp \frac{V_{id}}{2V_T} + V_{AP} \exp \frac{-V_{id}}{2V_T}} . \quad (4.88)$$

Această expresie se poate simplifica prin utilizarea identităților

$$\exp x - \exp(-x) = 2 \sinh x ,$$

$$a \exp x + b \exp(-x) = (a-b) \sinh x + (a+b) \cosh x ,$$

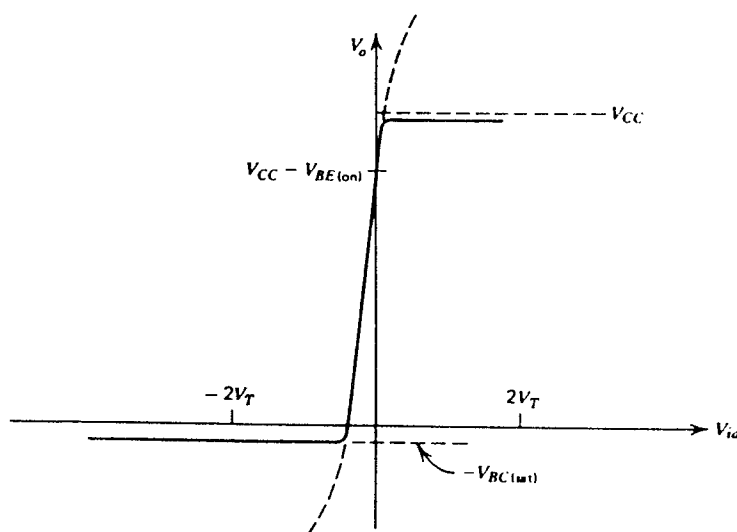


Fig. 4.23 Tensiunea de la ieșire în funcție de tensiunea de la intrare pentru o pereche cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă. Porțiunea care se observă de fapt (linia plină) este numai o mică parte a caracteristicii de transfer (tanh) calculate. Pentru tensiuni  $V_{id}$  pozitive mari, tensiunea de la ieșire este egală cu tensiunea colector-bază a tranzistorului  $Q_2$  în saturație, dacă se presupune că baza lui  $Q_2$  este la masă.

obținându-se

$$V_o - V_{CC} + V_{BE(on)} = \frac{2 V_{AN} V_{AP} \sinh \frac{V_{id}}{2 V_T}}{(V_{AN} + V_{AP}) \cosh \frac{V_{id}}{2 V_T} + (V_{AN} - V_{AP}) \sinh \frac{V_{id}}{2 V_T}} \quad (4.89)$$

care se rescrie

$$V_o = V_{CC} - V_{BE(on)} + \frac{2 V_{A(ef)} \tanh \frac{V_{id}}{2 V_T}}{1 + \frac{V_{AN} - V_{AP}}{V_{AN} + V_{AP}} \tanh \frac{V_{id}}{2 V_T}} \quad (4.90)$$

unde s-a notat

$$V_{A(ef)} = \frac{V_{AN} V_{AP}}{V_{AN} + V_{AP}}. \quad (4.91)$$

Această caracteristică de transfer, dedusă în ipoteza că toate cele patru tranzistoare rămân în regiunea activă, este ilustrată în fig. 4.23. De fapt, deoarece atunci când  $V_o$  se apropie de  $V_{CC}$  se saturează tranzistorul  $Q_4$ , iar când  $V_o$  se apropie de  $-0,6$  V tranzistorul  $Q_2$ , relația 4.90 este valabilă numai pentru un interval mic de variație a tensiunii  $V_{id}$  în jurul valorii zero. Acest fapt se poate folosi pentru a simplifica și mai mult rezultatul, deoarece inegalitatea

$$\left| \frac{V_{AN} - V_{AP}}{V_{AN} - V_{AP}} \tanh \frac{V_{id}}{2V_T} \right| < 1 \quad (4.92)$$

este satisfăcută dacă

$$\frac{V_{id}}{2V_T} \ll 1 .$$

Deci, (4.90) se poate aduce la forma

$$V_o \approx V_{CC} - V_{BE(on)} + 2V_{A(ef)} \tanh \frac{V_{id}}{2V_T} \quad (4.93)$$

pentru

$$V_{CC} > V_o > [-V_{BE(on)} + V_{CE(sat)}] .$$

Deci tensiunea de la ieșire are în acest caz aceeași dependență (tanh) de tensiunea  $V_{id}$  ca și curentul de la ieșire în condiții de scurtcircuit. Se observă că atunci când tensiunea diferențială de la intrare,  $V_{id}$ , este zero tensiunea de la ieșire este egală cu  $[V_{CC} - V_{BE(on)}]$ . Faptul că se obține această valoare a tensiunii de la ieșire era de altfel de așteptat, deoarece este singura pentru care se realizează egalitățile:  $V_{ce2} = V_{ce1}$ ,  $V_{ce4} = V_{ce3}$ ,  $|I_{c1}| = |I_{c3}|$ ,  $|I_{c2}| = |I_{c4}|$  (vezi fig. 4.20). Deși ulterior vom face și o analiză de semnal mic separată, în continuare vom calcula câștigul în tensiune al circuitului, utilizând rezultatele obținute până acum, prin diferențierea relației 4.93:

$$A_{vd} = \frac{dV_o}{dV_{id}} = \frac{d}{dV_{id}} \left[ V_{CC} - V_{BE(on)} + 2V_{A(ef)} \tanh \frac{V_{id}}{2V_T} \right] = \quad (4.94)$$

$$= \frac{V_{A(ef)}}{V_T} \operatorname{sech}^2 \left[ \frac{V_{id}}{2V_T} \right] . \quad (4.95)$$

În condițiile în care valoarea statică a tensiunii  $V_{id}$  este nulă, se găsește

$$A_{vd} = \frac{V_{A(ef)}}{V_T} = \frac{1}{V_T} \frac{V_{AN} V_{AP}}{V_{AN} + V_{AP}} = \frac{1}{\frac{V_T}{V_{AN}} + \frac{V_T}{V_{AP}}} \quad (4.96)$$

sau

$$A_{vd} = \frac{1}{\eta_{npn} + \eta_{pnp}} = g_m (r_{onpn} \parallel r_{onpp}) , \quad (4.97)$$

unde

$$\eta = \text{factorul Early} = \frac{V_T}{V_A} .$$

Deoarece factorul Early este de ordinul a  $2 \times 10^{-4}$ , acest circuit are o valoare foarte mare a câștigului în tensiune.

### ■ EXEMPLU

Pentru o tensiune a sursei de alimentare  $V_{CC}$  de 15 V, să se determine ce valoare are tensiunea diferențială de la intrare care trebuie aplicată circuitului cu sarcină activă din fig. 4.20 pentru a mișca tensiunea de ieșire de la valoarea care corespunde unei tensiuni de intrare nule,  $[V_{CC} - V_{BE(on)}]$ , la masă. Se va lua  $V_{BE(on)} = 0,7$  V,  $V_{AN} = 130$  V,  $V_{AP} = 50$  V.

Din (4.93),

$$V_o = V_{CC} - V_{BE(on)} + 2 V_{A(ef)} \tanh \frac{V_{id}}{2 V_T} ,$$

se obține după înlocuirea valorilor numerice:

$$0 = 15 - 0,7 + 2 \left[ \frac{130 \times 50}{130 + 50} \right] \tanh \frac{V_{id}}{2 V_T} .$$

Se găsește

$$-\tanh \frac{V_{id}}{2 V_T} = \frac{14,3}{72,0} = 0,20 ,$$

sau

$$-V_{id} = 2 V_T \tanh^{-1}(0,20) ,$$

Deoarece

$$\tanh^{-1} x = x + \frac{x^3}{3} + \dots \approx x \quad \text{pentru } x \ll 1$$

rezultă

$$V_{id} \approx -2 \times 0,20 \times V_T = -10,4 \text{ mV} .$$

### ■ EXEMPLU

În circuitul din fig. 4.20 se va presupune că tranzistorul  $Q_1$  are un curent  $I_S$  care este mai mic cu 10% decât acela al tranzistorului  $Q_2$ . Să se determine tensiunea de curent continuu de la ieșire în situația în care cele două intrări sunt legate la masă, astfel că  $V_{id} = 0$ . Se va lua  $V_{CC} = 15$  V,  $V_{BE(on)} = 0,7$  V,  $V_{AN} = 130$  V,  $V_{AP} = 50$  V.

La început calculăm tensiunea de offset la intrare, în conformitate cu definiția din Secțiunea 3.6.1:

$$V_{OS} = V_T \ln \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = 2,6 \text{ mV} .$$

Tensiunea de offset poate fi privită ca fiind echivalentă cu o sursă de curent continuu așezată în serie cu intrarea. În condițiile problemei rezultă deci că tensiunea de intrare diferențială efectivă este

$$V_{id(ef)} = -2,6 \text{ mV} .$$



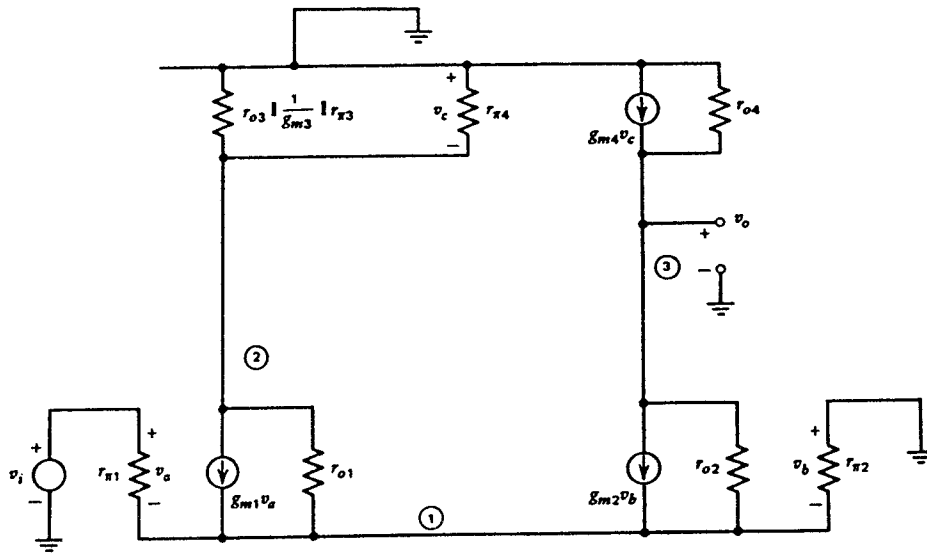


Fig. 4.24 Circuitul echivalent de semnal mic al perechii cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă.

Deci

$$V_o = V_{CC} - V_{BE(\text{on})} + 2 V_{A(\text{ef})} \tanh \frac{V_{id}}{2 V_T} = 15 - 0,7 - 2 \left( \frac{130 \times 50}{130 + 50} \right) \tanh \frac{2,6 \text{ mV}}{2 \times 26 \text{ mV}} =$$

$$= 14,3 - 72,0 \tanh(0,05) .$$

Deoarece

$$\tanh x = x + \frac{x^3}{3} + \dots \approx x \quad \text{pentru } x \ll 1$$

rezultă

$$V_o \approx 14,3 - 72,0 \times 0,05 = 14,3 - 3,60 \text{ V} = 10,70 \text{ V} .$$

Deși analiza de curent continuu asigură o înțelegere intuitivă a modului în care funcționează circuitul obiectivele de interes major rămân câștigul în tensiune de semnal mic fără sarcină conectată la ieșire și rezistența de ieșire. Deoarece circuitul nu este simetric nu mai este posibilă utilizarea conceptului de semicircuit.

Ca urmare în continuare, se va analiza direct circuitul de semnal mic, la joasă frecvență presupunând că  $r_\mu = \infty$ ,  $r_b = 0$  și  $R_{EE} = \infty$ , unde  $R_{EE}$  este rezistența de ieșire a sursei de curent de polarizare. Acest circuit este prezentat în fig. 4.24.

Începem scriind că suma curenților în nodul 1 este nulă

$$\frac{v_i - v_1}{r_{\pi 1}} (1 + \beta_0) + \frac{v_2 - v_1}{r_{o1}} + \frac{v_3 - v_1}{r_{o2}} + \frac{v_1}{r_{\pi 2}} (1 + \beta_0) = 0 \quad (4.98)$$

unde  $v_1$ ,  $v_2$  și  $v_3$  sunt potențiale nodurilor notate 1, 2 și 3.

Rearanjând termenii în (4.98) se obține:

$$-v_1 \left[ \frac{1+\beta_0}{r_{\pi 1}} + \frac{1+\beta_o}{r_{\pi 2}} + \frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o2}} \right] + \frac{v_2}{r_{o1}} + \frac{v_3}{r_{o2}} = -\frac{v_i}{r_{\pi 1}} (1+\beta_0) . \quad (4.99)$$

Adunăm acum curenții în nodul 2. Se observă că rezistența totală conectată între nodul 2 și  $V_{CC}$  este dată de conectarea paralel a rezistențelor  $r_{\pi 3}$ ,  $r_{o3}$ ,  $1/g_{m3}$  și  $r_{\pi 4}$ . Vom face presupunerea simplificatoare că  $\beta_0$  și  $r_o$  sunt mari, combinația paralel fiind astfel aproximativ egală cu  $1/g_{m3}$ . Deci

$$\frac{v_2}{\frac{1}{g_{m3}}} + \frac{v_2 - v_1}{r_{o1}} + (v_i - v_1)g_{m1} = 0 , \quad (4.100)$$

care prin rearanjare devine

$$-v_1 \left[ \frac{1}{r_{o1}} + g_{m1} \right] + v_2 \left[ \frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{\frac{1}{g_{m3}}} \right] = -g_{m1}v_i . \quad (4.101)$$

Adunând curenții în nodul 3 se obține relația

$$\frac{v_3}{r_{o4}} + v_2 g_{m4} + \frac{v_3 - v_1}{r_{o2}} - g_{m2}v_1 = 0 \quad (4.102)$$

care se rearanjează astfel

$$-v_1 \left[ g_{m2} + \frac{1}{r_{o2}} \right] + v_2 g_{m4} + v_3 \left[ \frac{1}{r_{o4}} + \frac{1}{r_{o2}} \right] = 0 . \quad (4.103)$$

Relațiile 4.101 și 4.103 se utilizează pentru a se elimina  $v_1$  și  $v_2$  din (4.99). Presupunând că  $g_{m1}=g_{m2}=g_{m3}=g_m$  și că

$$\frac{1}{r_o} \ll g_m \quad (4.104)$$

expresia 4.99 devine

$$v_3 = \frac{g_m v_i}{\frac{1}{r_{onpn}} + \frac{1}{r_{opnp}}} = g_m (r_{onpn} \parallel r_{opnp}) v_i . \quad (4.105)$$

Deoarece  $v_o=v_3$ , câștigul în tensiune va fi, așa cum s-a găsit și mai înainte,

$$\frac{v_o}{v_i} = A_v = g_m (r_{onpn} \parallel r_{opnp}) = \frac{1}{\eta_{npn} + \eta_{pnp}} . \quad (4.106)$$

Până în acest punct am calculat câștigul în tensiune în gol. Pentru a caracteriza complet amplificatorul trebuie să calculăm și rezistența de ieșire. Deoarece rezistența de ieșire este mare,

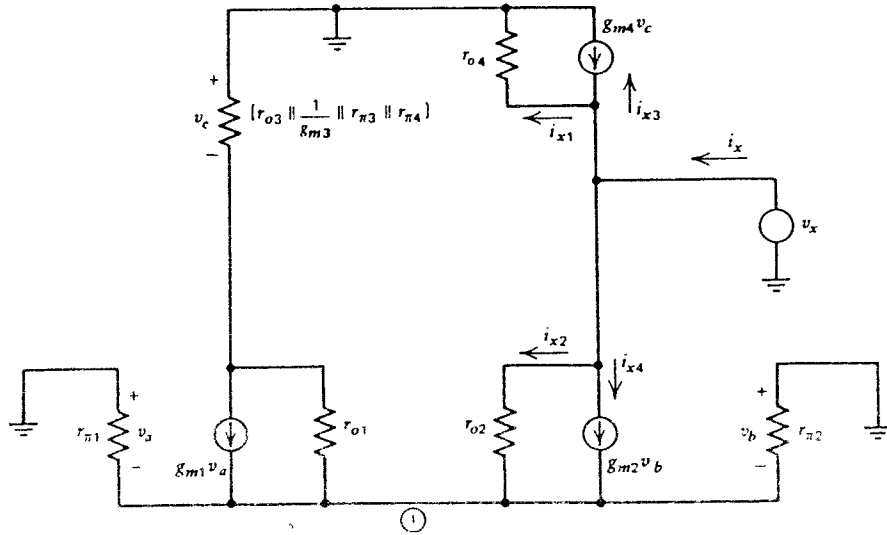


Fig. 4.25 Circuit pentru calculul rezistenței de ieșire a perechii cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă.

câștigul în sarcină al circuitului poate fi micșorat de prezența rezistenței de intrare a etajului care îl urmează.

Calculul rezistenței de ieșire se realizează cu ajutorul circuitului din fig. 4.25, în care se aplică la ieșire o sursă de tensiune de test  $v_x$ . Curentul care rezultă,  $i_x$ , este compus din 4 componente. Curentul prin  $r_{o4}$  este

$$i_{x1} = \frac{v_x}{r_{o4}}. \quad (4.107)$$

Rezistența din terminalul de emitor al tranzistorului  $Q_2$  este egală cu cea care se vede privind în emitorul tranzistorului  $Q_1$ , aproximativ egală cu  $1/g_{m1}$ . Deci, folosind relația 3.39 pentru un tranzistor cu degenerare în emitor, se obține rezistența de ieșire efectivă a lui  $Q_2$ :

$$R_{o2} = r_{o2} \left[ 1 + g_{m2} \frac{1}{g_{m1}} \right] = 2r_{o2}. \quad (4.108)$$

Ca urmare, rezultă:

$$i_{x2} + i_{x4} = \frac{v_x}{2r_{o2}}. \quad (4.109)$$

Acest curent curge în emitorul tranzistorului  $Q_1$ , și trece — cu câștig unitar — prin tranzistoarele  $Q_3$  și  $Q_4$  pentru a produce curentul

$$i_{x3} = i_{x2} + i_{x4} = \frac{v_x}{2r_{o2}}. \quad (4.110)$$

Deci

$$i_x = i_{x1} + i_{x2} + i_{x3} + i_{x4} = \quad (4.111)$$

în care înlocuind (4.107), (4.109) și (4.110) rezultă

$$= v_x \left( \frac{1}{r_{o4}} + \frac{1}{r_{o2}} \right) \quad (4.112)$$

deci

$$r_o = \frac{v_x}{i_x} = \frac{1}{\frac{1}{r_{onpn}} + \frac{1}{r_{opnp}}} = r_{onpn} \parallel r_{opnp} . \quad (4.113)$$

Rezultă că rezistența de ieșire a circuitului este dată de conectarea în paralel a rezistenței de ieșire a tranzistorului *nnp* și a rezistenței de ieșire a tranzistorului *pnp*.

#### ■ EXEMPLU

Să se calculeze câștigul în tensiune și rezistența de ieșire a circuitului din fig. 4.20, dacă  $\eta_{nnp} = 2 \times 10^{-4}$ ,  $\eta_{pnp} = 5 \times 10^{-4}$ ,  $I_{EE} = 100 \mu A$ .

Valoarea câștigului în tensiune se obține folosind (4.106)

$$A_v = \frac{1}{2 \times 10^{-4} + 5 \times 10^{-4}} = 1400 .$$

iar aceea a rezistenței de ieșire folosind (4.113)

$$r_{onpn} = \frac{1}{\eta_{nnp} g_m} = \frac{1}{2 \times 10^{-4} \times \frac{50 \mu A}{26 mV}} = 2,6 M\Omega ,$$

$$r_{opnp} = \frac{1}{\eta_{pnp} g_m} = \frac{1}{5 \times 10^{-4} \times \frac{50 \mu A}{26 mV}} = 1,04 M\Omega ,$$

$$R_o = r_{onpn} \parallel r_{opnp} = 2,6 M\Omega \parallel 1,04 M\Omega = 740 k\Omega .$$

■

Dacă se neglijează efectele date de rezistența  $r_o$  a tranzistoarelor  $Q_2$  și  $Q_4$ , rezistența de intrare diferențială a perechii cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă este chiar  $2r_{\pi}$ , la fel ca și în cazul cu sarcină rezistivă. Totuși, în realitate, asimetria circuitului și valoarea mare a câștigului în tensiune determină apariția unei reacții prin rezistența de ieșire a tranzistorului  $Q_4$  spre nodul 1. Această reacție face ca valoarea rezistenței de intrare văzută la cele două intrări să difere ușor de valoarea calculată în condițiile neglijării acestui efect.

În concluzie, perechea diferențială cu sarcină activă este capabilă să asigure conversia de la modul diferențial la modul nesimetric (adică conversia de la o tensiune diferențială la o tensiune a cărei referință este potențialul masei). Valoarea mare a rezistenței de ieșire a circuitului impune — pentru a se realiza valori mari ale câștigului — utilizarea ca sarcină a unui etaj cu impedanță mare de intrare.

Diportul echivalent de semnal mic al acestui etaj este prezentat în fig. 4.26.

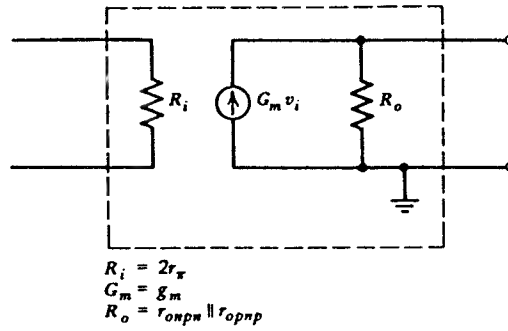


Fig. 4.26 Reprezentarea proprietăților de semnal mic ale perechii cu cuplaj în emitor cu sarcină activă printr-un diport. S-a neglijat efectul rezistenței de intrare asimetrice.

### 4.3.3 Tensiunea de offset la intrare a perechii cu cuplaj în emitoare, cu sarcină activă

În cazul perechii cu cuplaj în emitoare, cu sarcină rezistivă, sursa primară a tensiunii de offset era dată de neîmperecherile în  $I_S$  ale tranzistoarelor de la intrare și de neîmperecherile în rezistențele de sarcină din colector (vezi *Capitolul 3*). În cazul sarcinii active tensiunea de offset la intrare rezultă din neîmperecherea tranzistoarelor de intrare și de sarcină și din curentul de bază al tranzistoarelor de sarcină. Referindu-ne la fig. 4.20 începem prin a presupune că tensiunea  $V_{id}$  a fost ajustată astfel încât să aducă ieșirea la  $[V_{CC} - V_{BE(on)}]$ , valoare care corespunde tensiunii de ieșire când intrările sunt la masă iar tranzistoarele sunt identice. Pentru această valoare a tensiunii de la ieșire

$$V_{CE3} = V_{CE4}$$

și

$$V_{CE1} = V_{CE2}$$

Curentul de colector  $I_{C4}$  este legat de curentul  $I_{C3}$  prin relația

$$I_{C4} = I_{C3} \left[ \frac{I_{S4}}{I_{S3}} \right]. \quad (4.114)$$

Deoarece curentul de colector al tranzistorului  $Q_2$  este egal cu  $(-I_{C4})$  din expresia 4.114 rezultă

$$I_{C2} = -I_{C3} \left[ \frac{I_{S4}}{I_{S3}} \right]. \quad (4.115)$$

Curentul  $I_{C1}$  este egal cu  $(-I_{C3})$  plus curenții de bază ai tranzistoarelor *pnp*:

$$I_{C1} = -I_{C3} \left[ 1 + \frac{2}{\beta_F} \right]. \quad (4.116)$$

Tensiunea de ofset la intrare va fi dată de

$$V_{OS} = V_{BE1} - V_{BE2} = \quad (4.117)$$

$$= V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} . \quad (4.118)$$

Înlocuind (4.115) și (4.116) în (4.118) se găsește

$$V_{OS} = V_T \ln \left[ \frac{I_{S3}}{I_{S4}} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \left( 1 + \frac{2}{\beta_F} \right) \right] . \quad (4.119)$$

Dacă neîmperecherile sunt mici, această expresie se poate aproxima, folosind tehnica descrisă în Secțiunea 3.6.2 astfel:

$$V_{OS} = V_T \left[ \frac{\Delta I_{SP}}{I_{SP}} - \frac{\Delta I_{SN}}{I_{SN}} + \frac{2}{\beta_F} \right] \quad (4.120)$$

unde

$$\Delta I_{SP} = I_{S3} - I_{S4} , \quad (4.121)$$

$$I_{SP} = \frac{I_{S3} + I_{S4}}{2} , \quad (4.122)$$

$$\Delta I_{SN} = I_{S1} - I_{S2} , \quad (4.123)$$

$$I_{SN} = \frac{I_{S1} + I_{S2}}{2} , \quad (4.124)$$

Presupunând pentru  $\Delta I_S/I_S$  o valoare, în cazul cel mai nefavorabil, de  $\pm 5\%$  și o valoare de 20 pentru  $\beta$  de *pnp*, se obține pentru tensiunea de ofset în cazul cel mai nefavorabil:

$$V_{OS} = V_T (0,05 + 0,05 + 0,1) = \quad (4.125)$$

$$= 0,2 V_T \approx 5 \text{ mV} . \quad (4.126)$$

Se observă că aceste circuite au un ofset semnificativ mai mare în comparație cu acela din cazul sarcinilor rezistive. După cum se va arăta în *Anexa A4.1* tensiunea de ofset se poate reduce prin inserarea de rezistoare în emitoarele tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$  pentru a le micșora astfel contribuția la tensiunea de ofset. Contribuția la tensiunea de ofset a curenților de bază se poate reduce prin includerea unui tranzistor în sarcina activă, în modul descris în Secțiunea 4.2.1. Aceste modificări sunt prezentate în fig. 4.27.

#### 4.3.4 Raportul de rejecție a modului comun pentru perechea cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă

Circuitul din fig. 4.20 asigură, în plus față de câștigul mare în tensiune, și conversia de la semnalul diferențial la semnalul nesimetric (semnal care se referă la potențialul masei).

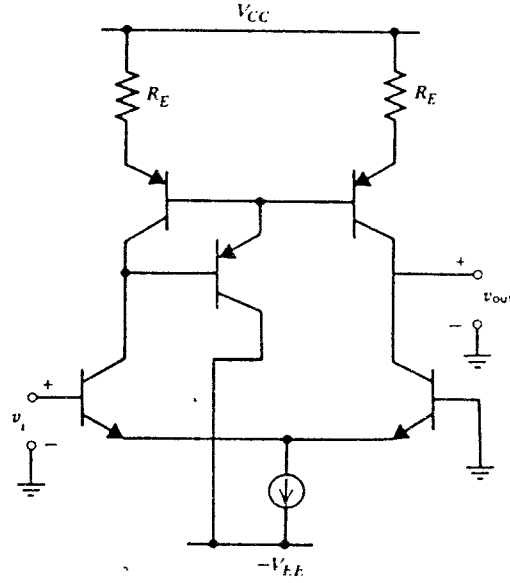


Fig. 4.27 Pereche cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă cu modificările pentru îmbunătățirea ofsetului.

O astfel de conversie este necesară în toate amplificatoarele cu intrare diferențială și ieșire nesimetrică, un bun exemplu fiind în acest sens amplificatorul operațional.

Cel mai simplu convertor de la modul diferențial la modul nesimetric îl constituie perechea cu cuplaj în emitoare cu sarcină rezistivă (vezi fig. 4.28a). Se observă că ieșirea este luată numai dintr-un colector. Tensiunea de la ieșire va fi dată de

$$v_o = -\frac{v_{\alpha'}}{2} + v_{\alpha''} = -\frac{A_d v_{id}}{2} + A_c v_{ic} = \quad (4.127)$$

$$= -\frac{A_d}{2} \left[ v_{id} + \frac{2A_c}{A_d} v_{ic} \right] = \quad (4.128)$$

$$= -\frac{A_d}{2} \left[ v_{id} + \frac{2v_{ic}}{\text{CMRR}} \right]. \quad (4.129)$$

Rezultă că semnalul de mod comun de la intrare va produce modificări ale tensiunii de la ieșire. În *Capitolul 3*, s-a arătat că în cazul acestui etaj CMRR este dat de

$$\text{CMRR} = 2g_m R_{EE} = 2g_m r_{o3}. \quad (4.130)$$

Deoarece tranzistorul  $Q_3$ , sursă de curent, funcționează la un curent de două ori mai mare decât tranzistoarele  $Q_1$ ,  $Q_2$ , pentru circuitul din fig. 4.28a se obține

$$\text{CMRR} = g_{m3} r_{o3} = \frac{1}{\eta_3}. \quad (4.131)$$

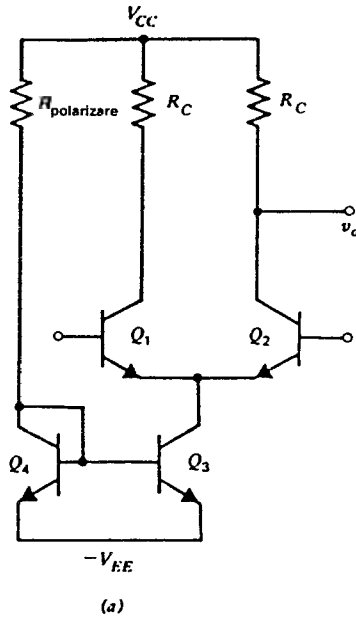


Fig. 4.28a Conversia diferențial-nesimetric utilizând o pereche cu cuplaj în emitoare cu sarcină rezistivă.

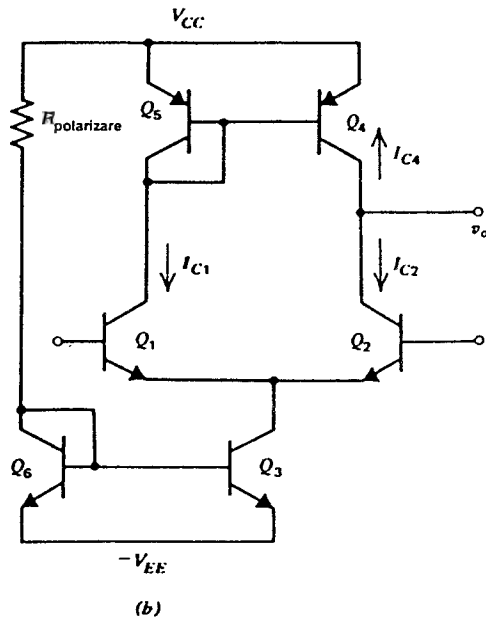


Fig. 4.28b Conversia diferențial-nesimetric utilizând o pereche cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă.

Deci CMRR al etajului cu sarcini rezistive în cazul în care ca element de polarizare se utilizează o sursă de curent simplă este egal cu inversul lui  $\eta$  al tranzistorului sursă de curent.

Etajul cu sarcină activă din fig. 4.28b are un raport de rejecție a modului comun care este mult mai mare decât acela al circuitului din fig. 4.28a. Ca și în cazul sarcinilor rezistive, variațiile de mod comun la intrare vor produce — din cauza valorii finite a rezistenței de ieșire a sursei de curent de polarizare — variații ale curentului de polarizare  $I_{EE}$ .

Apare astfel o variație a curentului  $I_{C2}$  și o variație identică a curentului  $I_{C1}$ . Ca urmare a prezenței sarcinii active, variația curentului  $I_{C1}$  va produce o variație în curenții care curg prin tranzistoarele de sarcină *pnp*; variația curentului de colector al tranzistorului  $Q_4$  va compensa exact variația inițială a curentului de colector al tranzistorului  $Q_2$ . Ca urmare, ca răspuns la o excitație de mod comun la intrare, ieșirea nu se modifică de loc.

Valoarea mai bună a raportului de rejecție a modului comun al acestui etaj poate fi prezisă analitic prin utilizarea relațiilor care vor fi deduse în Capitolul 6, unde se va arăta că pentru circuitele cu intrare diferențială și ieșire nesimetrică, raportul de rejecție al modului comun este dat de relația

$$\text{CMRR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = \left( \frac{\partial V_{os}}{\partial V_{ic}} \right)^{-1} \quad (4.132)$$

în care  $V_{os}$  este acea valoare a tensiunii diferențiale de la intrare necesară pentru a menține tensiunea de ieșire la o valoare constantă, iar  $V_{ic}$  este tensiunea de intrare de mod comun.



Dacă, de exemplu, în timp ce variază tensiunea de mod comun,  $V_{ic}$ , tensiunea de offset nu se modifică rezultă că tensiunea diferențială de la intrare s-a menținut constantă, deci nici tensiunea de la ieșire nu se schimbă. Acest fapt este echivalent cu a spune că valoarea câștigului de mod comun este nulă și că valoarea raportului de rejecție a modului comun este infinită, în concordanță cu relația 4.132.

Pentru perechea cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă, tensiunea de offset nu depinde de curentul de polarizare  $I_{EE}$ , după cum rezultă din expresia 4.120. Deci atunci când se aplică (4.132) derivata tensiunii de offset la intrare față de tensiunea de intrare de mod comun este zero. Ca urmare raportul de rejecție a modului comun, CMRR, este infinit dacă tranzistoarele sunt identice, chiar și în cazul în care valoarea câștigului în curent al tranzistoarelor *pnp* este finită.

### 4.3.5 Amplificatorul cu sursa comună cu sarcină activă

În fig. 4.29 se prezintă schema unui amplificator cu sursa comună larg utilizat în tehnologia CMOS; circuitul folosește ca element de comandă un tranzistor NMOS și ca sarcină activă un tranzistor PMOS.

Funcționarea circuitului este foarte asemănătoare cu aceea a amplificatorului cu emitorul comun cu sarcină activă din fig. 4.16. Dacă tranzistoarele  $M_1$  și  $M_2$  se află în regiunea activă directă (în regiunea de saturație) câștigul de semnal mic este

$$A_v = - \frac{g_{m1}}{g_{o1} + g_{o2}} \quad (4.133)$$

iar rezistența de ieșire de semnal mic este  $r_{o1} \parallel r_{o2}$ .

Etajele de amplificare cu sarcină activă se pot realiza și cu procese care oferă un singur tip de tranzistor MOS cu condiția ca în meniul de componente să existe și tranzistoare cu canal inițial. Această situație se întâlnește în orice proces care încorporează TECJ și în majoritatea proceselor NMOS care oferă și TECMOS cu canal inițial. Un TECMOS cu canal inițial se comportă între sursă și drenă ca o sursă de curent dacă grila este conectată la sursă.

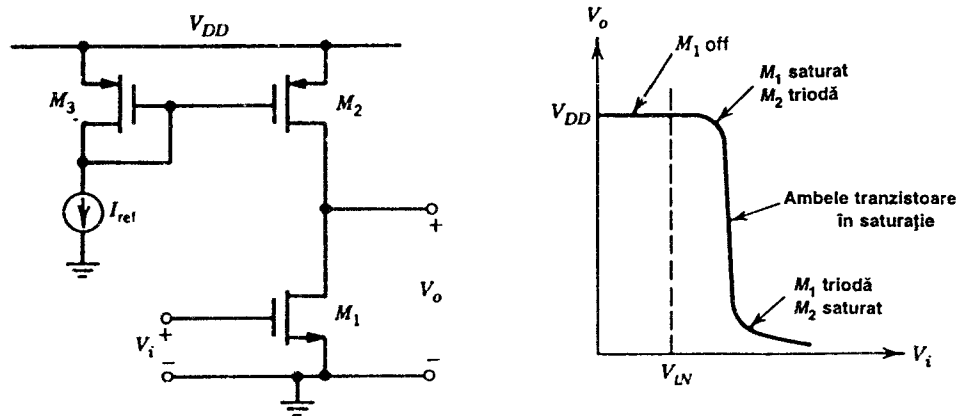
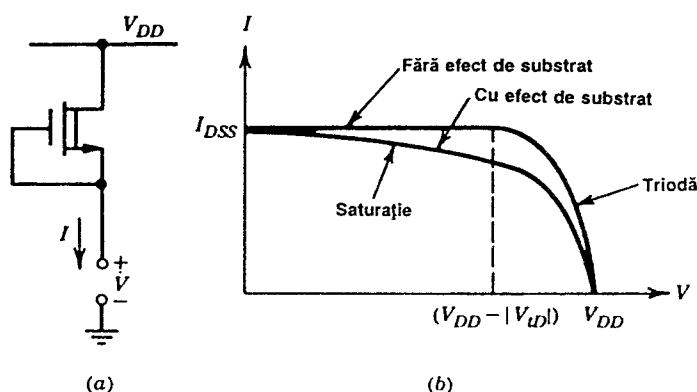


Fig. 4.29 Schema amplificatorului cu sursa comună care are ca sarcină activă o sursă de curent realizată de un tranzistor cu canal *p* și caracteristica de transfer corespunzătoare.

Fig. 4.30 Caracteristica I-V a unui TECMOS cu canal  $n$  inițial.

Caracteristica I-V a unui TECMOS cu canal  $n$  inițial este prezentată în fig. 4.30. Dacă se neglijează efectul de substrat dispozitivul este identic cu un TECJ, având în saturație o rezistență de ieșire foarte mare (egală cu cea a tranzistorului,  $r_o$ ). Dacă se ține seama de efectul de substrat rezistența de ieșire scade la aproximativ  $1/g_{mb}$ . În fig. 4.31 se prezintă un etaj de amplificare complet și caracteristica sa de transfer în curent continuu. Circuitul echivalent de semnal mic în cazul în care atât  $M_1$  cât și  $M_2$  sunt în regiunea activă directă este dat în fig. 4.32. Folosind acest circuit expresia câștigului rezultă:

$$\frac{v_o}{v_i} = - \frac{g_{m1}}{g_{o1} + g_{o2} + g_{mb2}} \approx - \frac{g_{mb1}}{g_{mb2}}. \quad (4.134)$$

Această relație se poate rescrie astfel:

$$\frac{v_o}{v_i} = - \sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}} \frac{1}{\chi}. \quad (4.135)$$

De observat că, în cazul în care această topologie de circuit este implementată folosind TECJ într-un proces BiCMOS, efectul de substrat este inexistent și valoarea câștigului care se poate realiza,  $-g_{m1}/(g_{o1} + g_{o2})$ , este mult mai mare. Din (1.187) și (1.168) rezultă

$$\chi = \left[ 2 \sqrt{2\phi_f} C_{ox} \sqrt{\frac{1 + V_{SB}/2\phi_f}{2q\epsilon N_A}} \right]^{-1}. \quad (4.136)$$

Deoarece  $\chi$  este dependent de  $V_o = V_{SB}$ , câștigul în tensiune incremental variază în funcție de tensiunea de ieșire, ceea ce explică variația pantei caracteristicii de transfer din fig. 4.31b atunci când ambele tranzistoare sunt în saturație. Din examinarea fig. 4.32 rezistența de ieșire a etajului rezultă egală cu, aproximativ,  $1/g_{mb1}$ .

În finalul acestei secțiuni se va discuta amplificatorul cu sursa comună în care ca sarcină activă se folosește un tranzistor cu canal indus, prezentat în fig. 4.33. În esență acesta este un etaj cu o sarcină rezistivă neliniară, formată de un TECMOS conectat ca diodă. Acest circuit este deseori folosit în amplificatoarele de bandă largă în care se poate tolera o valoare mică a câștigului, rezistența mică a sarcinii conducând la o bandă mare a etajului (vezi Capitolul 7).

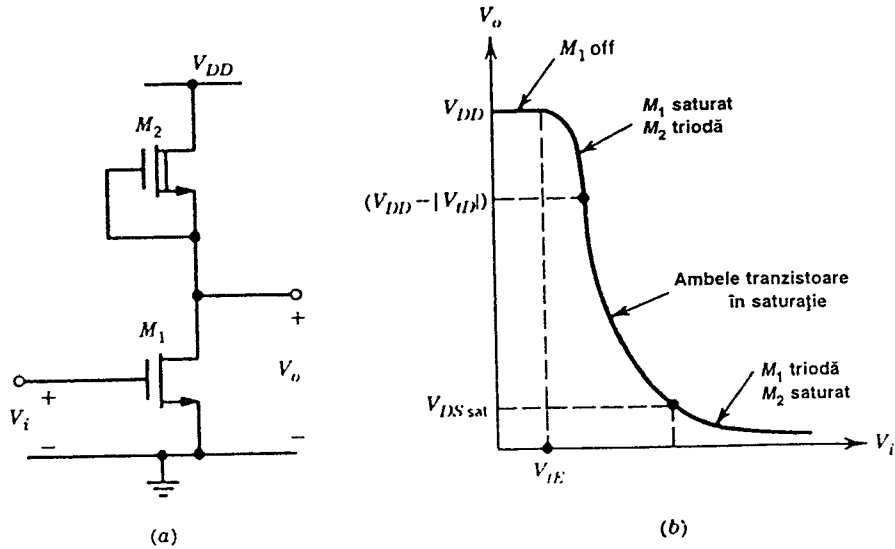


Fig. 4.31 (a) Amplificatorul cu sursa comună având ca sarcină un tranzistor cu canal inițial. (b) Caracteristicile de transfer de c.c.

Pentru tensiuni de intrare mai mici decât o tensiune de prag tranzistorul  $M_1$  este blocat și prin circuit nu curge curent. Pentru tensiuni de intrare care depășesc o tensiune de prag tranzistorul  $M_1$  se deschide, ambele tranzistoare intră în regiunea de saturație și circuitul realizează funcția de amplificare. Impedanța tranzistorului sarcină este impedanța care se vede privind în sursa sa, fiind aproximativ egală cu inversul transconductanței. Deoarece este o impedanță de valoare relativ mică și valoarea câștigului în tensiune este mică în comparație cu alte tipuri de etaje de amplificare MOS. Dacă se neglijează efectul de substrat și efectul de modulare a lungimii canalului câștigul de semnal mic este dat de raportul între transconductanța tranzistorului cu sursa comună și transconductanța tranzistorului sarcină:

$$A_v = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}}. \quad (4.137)$$

Această relație arată că pentru geometriile curente ale tranzistoarelor câștigul în tensiune este limitat la valori maxime de ordinul 10–20. Totuși acest tip de inversor este util pentru implementarea amplificatoarelor de bandă largă, cu câștig mic, de mare liniaritate deoarece într-o

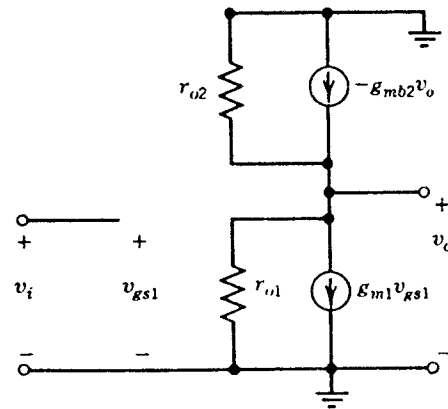
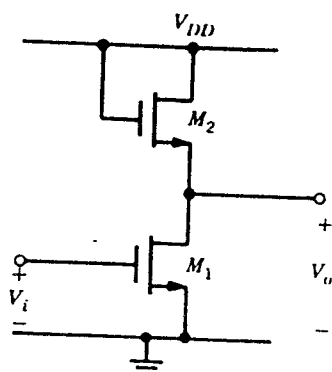
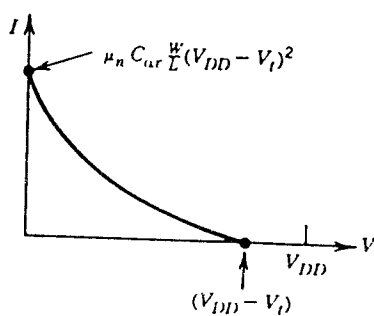
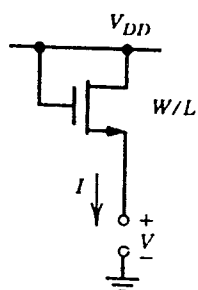


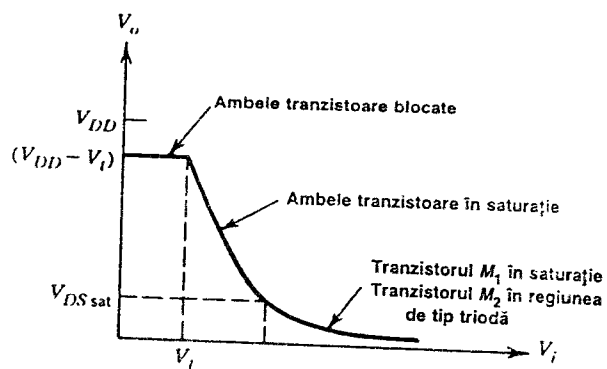
Fig. 4.32 Circuitul echivalent de semnal mic al etajului cu sursa comună având ca sarcină un tranzistor cu canal inițial. S-a inclus efectul de substrat pentru tranzistorul sarcină și efectul de modulare a lungimii canalului pentru ambele tranzistoare.



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.33 (a) Amplificatorului cu sursa comună având ca sarcină un tranzistor cu canal indus. (b) Caracteristica I-V a tranzistorului sarcină. (c) Caracteristica de transfer a circuitului.

aproximație de prim ordin valoarea câștigului în tensiune de semnal mic este independentă de punctul static de funcționare (caracteristica de transfer este liniară atunci când ambele tranzistoare se află în regiunea de saturație).

Câștigul în tensiune la semnal mic se poate determina mult mai precis folosind circuitul echivalent din fig. 4.34 în care au fost incluse atât efectul de substrat cât și rezistențele de ieșire ale ambelor tranzistoare. Scriind suma curenților în nodul de ieșire se obține relația

$$0 = -g_{m2} v_{s2} - \frac{v_{s2}}{r_{o2}} - g_{mb2} v_{s2} - g_{m1} v_{gs1} - \frac{v_{s2}}{r_{o1}} \quad (4.138)$$

din care rezultă expresia câștigului

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{v_{s2}}{v_{gs1}} = \frac{-g_{m1}}{g_{o1} + g_{o2} + g_{m2} + g_{mb2}} \quad (4.139)$$

unde

$$\begin{aligned} g_{o1} &= \frac{1}{r_{o1}}, \\ g_{o2} &= \frac{1}{r_{o2}}. \end{aligned} \quad (4.140)$$

O limitare importantă în performanțele inversorului care are ca sarcină activă un tranzistor cu canal indus este dată de faptul că tranzistorul sarcină rămâne în regiunea de saturație numai dacă potențialul ieșirii este mai negativ decât sursa de alimentare pozitivă cu cel puțin o tensiune de prag. Pentru valori ale tensiunii de ieșire mai pozitive decât această limită tranzistorul sarcină intră în regiunea de blocare și amplificatorul nu mai funcționează. Deci, excursia de tensiune la ieșirea acestui amplificator este limitată superior la o tensiune de prag sub tensiunea sursei de alimentare pozitive.

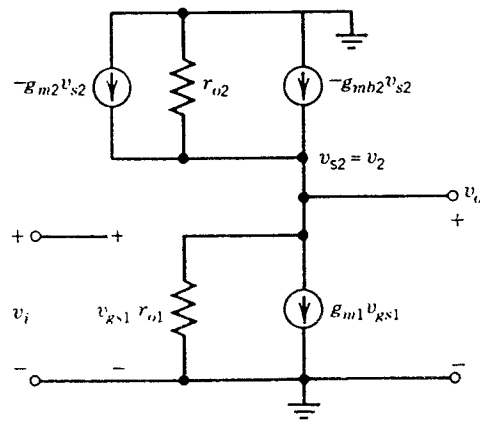


Fig. 4.34 Circuitul echivalent de semnal mic al amplificatorului cu sursa comună având ca sarcină un tranzistor cu canal indus care include rezistențele de ieșire ale tranzistoarelor și efectul de substrat.

#### ■ EXEMPLU

Să se determine câștigul în tensiune al unui inversor NMOS având ca sarcină un tranzistor cu canal indus știind că  $W_1 = 100 \mu\text{m}$ ,  $W_2 = 6 \mu\text{m}$  și că lungimile efective ale canalelor sunt  $L_1 = 6 \mu\text{m}$  și  $L_2 = 30 \mu\text{m}$ .

Din (4.137) se obține:

$$A_v = -\sqrt{\frac{100/6}{6/30}} = -9,13.$$

### 4.3.6 Perechea cu cuplaj în surse cu sarcină activă

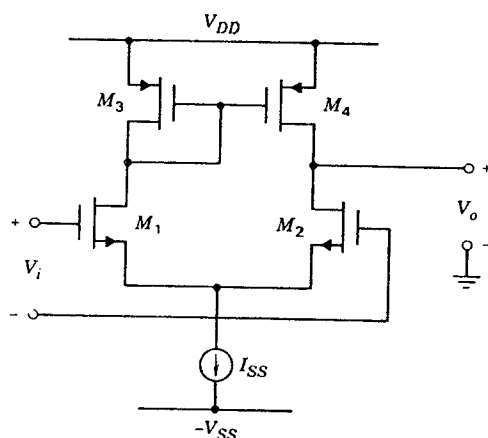


Fig. 4.35 Pereche cu cuplaj în surse cu sarcină activă.

Perechea cu cuplaj în surse cu sarcină activă este mult utilizată în proiectarea de circuite CMOS. Un circuit tipic care folosește ca tranzistoare de comandă NMOS este prezentat în fig. 4.35. Analiza sa este o aplicație directă a analizei anterioare. Câștigul de semnal mic este

$$A_v = \frac{-g_{m1}}{g_{o2} + g_{o4}} \quad (4.141)$$

iar rezistența de ieșire  $R_o = r_{o2} \parallel r_{o4}$ .

La fel ca și în cazul bipolar circuitul are un raport de rejecție a modului comun excelent deoarece componentele de mod comun ale curenților prin tranzistoarele  $M_1$  și  $M_2$  tind să se anuleze reciproc în nodul de ieșire ca urmare a acțiunii sarcinii active.

## ANEXE

### A4.1 CONSIDERAȚII DE ÎMPERECHERE ÎN SURSELE DE CURENT CU TRANZISTOARE

Pentru multe tipuri de circuite integrate, un obiectiv al proiectării îl constituie generarea a două sau mai multe surse de curent cu valori identice ale curentului. Acest obiectiv este important, de exemplu, în proiectarea convertoarelor analog-digitale, a amplificatoarelor operaționale și a amplificatoarelor de instrumentație. În continuare, se vor examina factorii care afectează împerecherea în sursele de curent active realizate în tehnologii bipolare și TEC.

Pentru început considerăm sursa de curent duală din fig. 4.36. Dacă rezistoarele și tranzistoarele sunt identice, iar tensiunea de colector aceeași, curenții de colector se împerechează precis. Neîmperecherea parametrilor  $\alpha_F$  și  $I_S$  ai tranzistoarelor și neîmperecherea rezistoarelor din emitor fac ca valorile curenților să nu mai fie identice. Pentru  $Q_3$  și  $Q_4$  se scrie

$$V_T \ln \frac{I_{C3}}{I_{S3}} + \frac{I_{C3}}{\alpha_{F3}} R_3 = V_B, \quad (4.142)$$

respectiv

$$V_T \ln \frac{I_{C4}}{I_{S4}} + \frac{I_{C4}}{\alpha_{F4}} R_4 = V_B, \quad (4.143)$$

Prin scăderea acestor două expresii se obține:

$$V_T \ln \frac{I_{C3}}{I_{C4}} - V_T \ln \frac{I_{S3}}{I_{S4}} + \frac{I_{C3}}{\alpha_{F3}} R_3 - \frac{I_{C4}}{\alpha_{F4}} R_4 = 0. \quad (4.144)$$

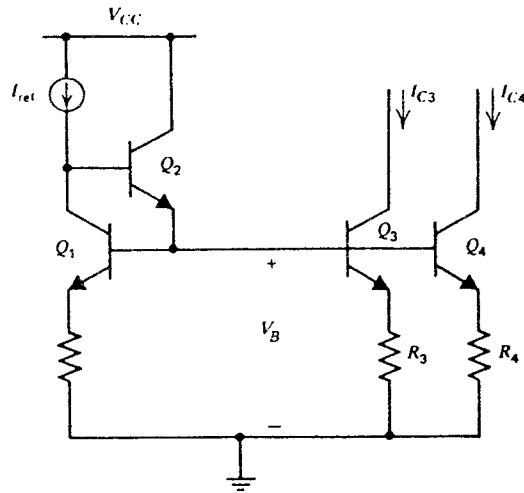


Fig. 4.36 Surse de curent bipolare împerecheate.

Definim acum parametrii de „neîmperechere” și „medii”:

$$\Delta I_C = I_{C3} - I_{C4} , \quad (4.145)$$

$$I_C = \frac{I_{C3} + I_{C4}}{2} , \quad (4.146)$$

$$\Delta I_S = I_{S3} - I_{S4} , \quad (4.147)$$

$$I_S = \frac{I_{S3} + I_{S4}}{2} , \quad (4.148)$$

$$\Delta R = R_3 - R_4 , \quad (4.149)$$

$$R = \frac{R_3 + R_4}{2} , \quad (4.150)$$

$$\Delta \alpha_F = \alpha_{F3} - \alpha_{F4} , \quad (4.151)$$

$$\alpha_F = \frac{\alpha_{F3} + \alpha_{F4}}{2} . \quad (4.152)$$

Aceste relații se inversează pentru a se obține expresiile parametrilor inițiali în funcție de parametrii medii și de neîmperechere. De exemplu, se poate scrie:

$$I_{C3} = I_C + \frac{\Delta I_C}{2} , \quad (4.153)$$

$$I_{C4} = I_C - \frac{\Delta I_C}{2} . \quad (4.154)$$

Înlocuind acest tip de relații pentru fiecare din parametri care apar în expresia 4.144 rezultă:

$$\begin{aligned}
 & V_T \ln \frac{I_C + \frac{\Delta I_C}{2}}{I_C - \frac{\Delta I_C}{2}} - V_T \ln \frac{I_S + \frac{\Delta I_S}{2}}{I_S - \frac{\Delta I_S}{2}} \\
 & + \frac{\left[ I_C + \frac{\Delta I_C}{2} \right] \left[ R + \frac{\Delta R}{2} \right]}{\alpha_F + \frac{\Delta \alpha_F}{2}} - \frac{\left[ I_C - \frac{\Delta I_C}{2} \right] \left[ R - \frac{\Delta R}{2} \right]}{\alpha_F - \frac{\Delta \alpha_F}{2}} = 0 .
 \end{aligned} \tag{4.155}$$

Expresiile termenilor din (4.155) se pot simplifica în condițiile în care neîmperecherile sunt mici. Să considerăm în calitate de exemplu primul termen. Acest termen se rescrie sub forma

$$V_T \ln \frac{I_C + \frac{\Delta I_C}{2}}{I_C - \frac{\Delta I_C}{2}} = V_T \ln \frac{1 + \frac{\Delta I_C}{2I_C}}{1 - \frac{\Delta I_C}{2I_C}} ; \tag{4.156}$$

Dacă  $\Delta I_C / 2I_C \ll 1$  acest termen se simplifică succesiv astfel:

$$V_T \ln \frac{I_C + \frac{\Delta I_C}{2}}{I_C - \frac{\Delta I_C}{2}} \approx V_T \left[ \ln \left[ 1 + \frac{\Delta I_C}{2I_C} \right] \left[ 1 + \frac{\Delta I_C}{2I_C} \right] \right] \approx \tag{4.157}$$

$$\approx V_T \ln \left[ 1 + \frac{\Delta I_C}{I_C} + \left[ \frac{\Delta I_C}{2I_C} \right]^2 \right] \approx \tag{4.158}$$

$$\approx V_T \ln \left[ 1 + \frac{\Delta I_C}{I_C} \right] \tag{4.159}$$

relație care s-a obținut prin neglijarea termenului pătratic în (4.158).

Ținem cont că dezvoltarea în serie a logaritmului este

$$\ln (1 + x) = x - \frac{x^2}{2} + \dots \tag{4.160}$$

Dacă  $x$  este mult mai mic ca unitatea atunci

$$\ln (1 + x) \approx x \tag{4.161}$$



și din (4.159) se obține

$$V_T \ln \frac{I_C + \frac{\Delta I_C}{2}}{I_C - \frac{\Delta I_C}{2}} \approx V_T \frac{\Delta I_C}{I_C} . \quad (4.162)$$

Aplicând aceeași aproximație și celorlalți termeni din (4.155) se găsește:

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} \approx \frac{1}{1 + \frac{g_m R}{\alpha_F}} \frac{\Delta I_S}{I_S} + \frac{\frac{g_m R}{\alpha_F}}{1 + \frac{g_m R}{\alpha_F}} \left[ -\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta \alpha_F}{\alpha_F} \right] . \quad (4.163)$$

Se observă că pentru  $g_m R \ll 1$ , ( $I_C R / V_T \ll 1$ ) neîmperecherea este determinată în totalitate de neîmperecherea în  $I_S$  a tranzistoarelor. În funcție de geometrie neîmperecherea tipică în  $I_S$  se plasează în gama  $\pm(10-1)\%$ .

În cazul în care  $g_m R \gg 1$ , ( $I_C R / V_T \gg 1$ ), neîmperecherea este determinată de cel de-al doilea termen care conține neîmperecherea rezistoarelor și neîmperecherea în  $\alpha_F$  a tranzistoarelor. Neîmperecherea rezistoarelor se plasează în gama  $\pm(2-0,1)\%$  iar neîmperecherea în  $\alpha_F$  pentru tranzistoarele *npn* în gama de  $\pm 0,1\%$  ( $\pm 1\%$  pentru *pnp*). Rezultă că pentru surse de curent *npn* utilizarea rezistoarelor în emitor conduce la o îmbunătățire semnificativă a împerecherii în curent. Pentru sursele de curent *npn*, neîmperecherea în  $\alpha_F$  este mai mare datorită valorii mai mici a câștigului în curent, iar avantajul este mai puțin semnificativ.

De surse de curent împerecheate este nevoie în mod uzual și în circuitele integrate MOS analogice. Factorii care afectează împerecherea se pot calcula folosind circuitul din fig. 4.37.

Cele două tranzistoare prezintă neîmperecheri în rapoartele  $W/L$  și în tensiunile de prag. Curenții de drenă sunt dați de:

$$I_{D1} = \frac{\mu_n C_{ox} (W/L)_1}{2} (V_{GS} - V_{t1})^2 , \quad (4.164)$$

$$I_{D2} = \frac{\mu_n C_{ox} (W/L)_2}{2} (V_{GS} - V_{t2})^2 . \quad (4.165)$$

Mărimile medie și diferență se definesc în modalitatea obișnuită:

$$I_D = \frac{I_{D1} + I_{D2}}{2} , \quad (4.166)$$

$$\Delta I_D = I_{D1} - I_{D2} , \quad (4.167)$$

$$W/L = \frac{(W/L)_1 + (W/L)_2}{2} , \quad (4.168)$$

$$\Delta(W/L) = (W/L)_1 - (W/L)_2 , \quad (4.169)$$

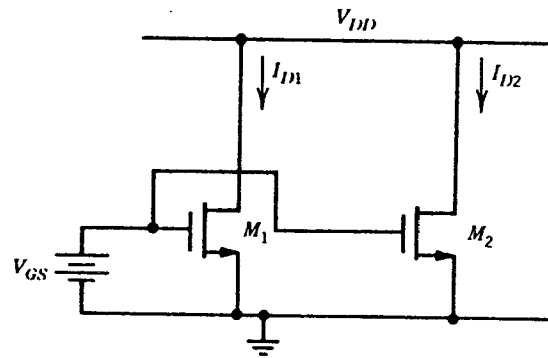


Fig. 4.37 Surse de curent MOS, împerecheate.

$$V_t = \frac{V_{t1} + V_{t2}}{2}, \quad (4.170)$$

$$\Delta V_t = V_{t1} - V_{t2}. \quad (4.171)$$

Înlocuind aceste expresii în (4.164) și (4.165) și neglijând termenii de ordin superior rezultă:

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{\Delta(W/L)}{(W/L)} - 2 \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}. \quad (4.172)$$

Se observă că neîmperecherea în curent conține doi termeni. Primul termen este dependent de geometrie și independent de punctul static de funcționare. Al doilea termen depinde de neîmperecherea tensiunilor de prag, crescând pe măsură ce valoarea lui  $(V_{GS} - V_t)$  se reduce. Acest fapt se petrece deoarece neîmperecherea constantă a tensiunilor de prag devine progresiv o fracțiune tot mai mare din tensiunea totală de grilă care este aplicată tranzistoarelor: ca urmare eroarea procentuală este tot mai mare pe măsură ce  $(V_{GS} - V_t)$  se reduce. Principala semnificație practică a acestui fapt își are originea în gradientul considerabil al valorii tensiunii de prag pe plachetă: ca urmare, polarizarea surselor de curent de un punct comun trebuie realizată cu grijă atunci când tranzistoarele sunt așezate la distanțe mari unele de altele. Erori procentuale mari pot apărea asupra valorii curenților de ieșire dacă astfel de tranzistoare aflate la distanțe mari sunt polarizate la valori foarte mici ale lui  $(V_{GS} - V_t)$ .

#### A4.2 POLARIZARE INDEPENDENTĂ DE SURSELE DE ALIMENTARE

Pentru sursa de curent simplă din fig. 4.1 valoarea curenților de ieșire este proporțională cu tensiunea de alimentare. Atunci când sursa de curent simplă se utilizează ca sursă de polarizare acest fapt constituie un dezavantaj. De exemplu, dacă această sursă ar fi utilizată într-un amplificator operațional care trebuie să funcționeze cu tensiuni de alimentare care variază de la 10 V la 30 V, curentul de polarizare se va modifica într-un raport de 3:1, iar puterea disipată într-un raport de 9:1. Acest aspect al funcționării ca circuit de polarizare se poate caracteriza prin variația relativă a curenților de polarizare care rezultă pentru o variație relativă dată a tensiunii de alimentare.

Pentru sursa de curent simplă acest factor de merit este unitar. Sursa de curent Widlar (din fig. 4.8) este întrucâtva mai bună în ceea ce privește sensibilitatea față de sursa de alimentare. După cum se indică implicit în (4.20) și se ilustrează în fig. 4.38 prezența rezistenței din emitor dă o dependență aproximativ logaritmică a curentului de ieșire în funcție de tensiunea de alimentare.

Pentru descrierea variației curentului de ieșire în funcție de tensiunea sursei de alimentare se utilizează sensibilitatea,  $S$ , care reprezintă variația relativă a curentului de ieșire raportată la variația relativă a tensiunii sursei de alimentare.

Pentru variații mici

$$S_{V_{CC}}^{I_{C2}} = \frac{\frac{\Delta I_{C2}}{I_{C2}}}{\frac{\Delta V_{CC}}{V_{CC}}} = \frac{V_{CC}}{I_{C2}} \frac{\Delta I_{C2}}{\Delta V_{CC}} = \frac{V_{CC}}{I_{C2}} \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}}. \quad (4.173)$$

Sensibilitatea unui parametru oarecare  $y$  față de un alt parametru  $x$  se definește în mod asemănător:

$$S_x^y = \frac{x}{y} \frac{\partial y}{\partial x}. \quad (4.174)$$

În cazul sursei Widlar, curentul de ieșire  $I_{C2}$  este dat în mod implicit de expresia:

$$V_T = \ln \frac{I_{ref}}{I_{C2}} = I_{C2} R_2. \quad (4.175)$$

Pentru determinarea sensibilității  $I_{C2}$  față de tensiunea sursei de alimentare, se diferențiază (4.175) în raport cu  $V_{CC}$ :

$$V_T \frac{\partial}{\partial V_{CC}} \left[ \ln \frac{I_{ref}}{I_{C2}} \right] = R_2 \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}}, \quad (4.176)$$

sau

$$V_T \left[ \frac{I_{C2}}{I_{ref}} \right] \left[ \frac{1}{I_{C2}} \frac{\partial I_{ref}}{\partial V_{CC}} - \frac{I_{ref}}{I_{C2}^2} \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}} \right] = R_2 \left[ \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}} \right]. \quad (4.177)$$

Rezoivând această ecuație pentru  $\partial I_{C2} / \partial V_{CC}$  se obține:

$$S_{V_{CC}}^{I_{C2}} = \frac{V_{CC}}{I_{C2}} \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}} = \frac{1}{1 + \frac{I_{C2} R_2}{V_T}} \frac{V_{CC}}{I_{ref}} \frac{\partial I_{ref}}{\partial V_{CC}} \quad (4.178)$$

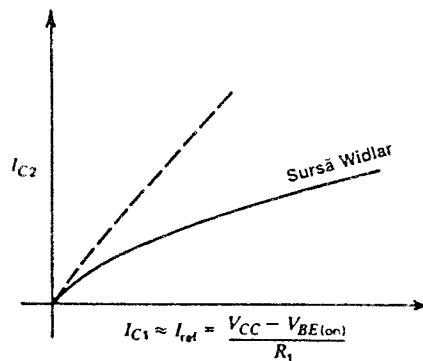


Fig. 4.38 Dependența de tensiunea de alimentare a curentului  $I_{C2}$ , pentru cazul sursei de curent Widlar.

și deci

$$S_{V_{cc}}^{I_{c2}} = \frac{1}{1 + \frac{I_{c2} R_2}{V_T}} S_{V_{cc}}^{I_{ref}}. \quad (4.179)$$

Dacă tensiunea  $V_{cc}$  este mult mai mare decât o cădere de tensiune directă de diodă, atunci sensibilitatea lui  $I_{ref}$  față de  $V_{cc}$  este aproximativ egală cu unitatea deoarece

$$I_{ref} \approx \frac{V_{cc}}{R}. \quad (4.180)$$

În cazul exemplului anterior în care  $I_{ref} = 1 \text{ mA}$ ,  $I_{c2} = 10 \text{ } \mu\text{A}$  și  $R_2 = 11,9 \text{ k}\Omega$  se obține, utilizând (4.179),

$$S_{V_{cc}}^{I_{c2}} = \frac{V_{cc}}{I_{c2}} \frac{\partial I_{c2}}{\partial V_{cc}} = \frac{1}{1 + \frac{119 \text{ mV}}{26 \text{ mV}}} = 0,13. \quad (4.181)$$

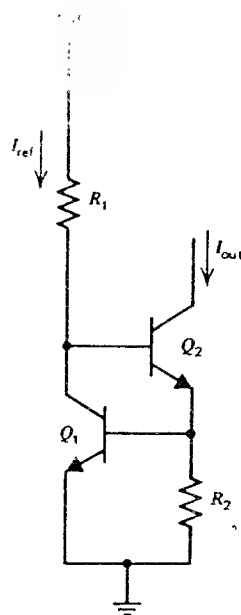
Deci, pentru acest caz, o variație de 10% a tensiunii de alimentare conduce la o variație de numai 1,3% a curentului  $I_{c2}$ .

Pentru multe tipuri de circuite analogice acest nivel de independență față de sursa de alimentare nu este adecvat. O independență mult mai marcată se poate obține făcând valoarea curenților din circuit dependentă de o tensiune standard și nu de tensiunea de alimentare. Circuitele de polarizare de referință se pot clasifica după tensiunea standard prin care se stabilesc curenții de polarizare. Standardele cele mai convenabile sunt tensiunea  $V_{BE}$  sau  $V_{GS}$  a unui tranzistor, tensiunea termică  $V_T$  și tensiunea de străpungere a unei joncțiuni *pn* polarizată invers. Fiecare din ele se poate utiliza pentru a realiza independența de tensiunea de alimentare; primele două au dezavantajul că tensiunea de referință este dependentă de temperatură:  $V_{BE}$  și  $V_{GS}$  au un coeficient de temperatură negativ de 1—2 mV/°C, iar tensiunea termică unul pozitiv. Dioda Zener are dezavantajul că este necesară o tensiune de alimentare de cel puțin 7—8 V deoarece tehnologia circuitelor integrate standard produce tranzistoare *npn* cu o tensiune de străpungere emitor-bază de aproximativ 6 V; mai mult, joncțiunile *pn* care lucrează în condiții de străpungere produc o tensiune de zgomot importantă. Zgomotul în condiții de străpungere în avalanșă se va discuta ulterior în *Capitolul 11*.

**Circuite de polarizare de referință bazate pe tensiunea directă a joncțiunii bază-emitor.** În forma sa cea mai simplă un astfel de circuit, realizat într-o tehnologie bipolară, este prezentat în fig. 4.39a.

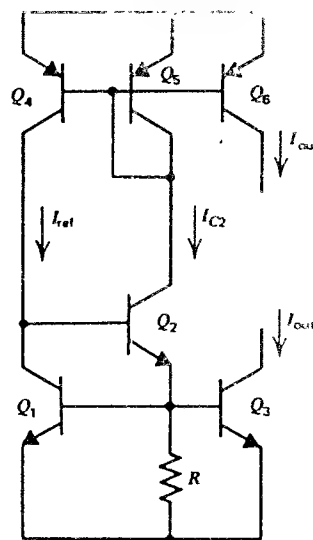
Acest circuit se poate asimila unui circuit Wilson în care tranzistorul conectat ca diodă a fost înlocuit cu un rezistor. Curentul de referință este forțat să curgă prin  $Q_1$ ; ca urmare tranzistorul  $Q_2$  trebuie să furnizeze suficient curent prin  $R_2$ . Tensiunea bază-emitor a tranzistorului  $Q_1$  va fi  $V_{BE}(R_{ref})$ . Dacă neglijăm curenții de bază, curentul  $I_{out}$  va fi egal cu curentul de emitor al tranzistorului  $Q_2$ , care este chiar curentul care curge prin rezistorul  $R_2$ . Deoarece căderea de tensiune pe  $R_2$  este egală cu un  $V_{BE}$ , curentul de ieșire este proporțional cu această tensiune bază-emitor. Deci neglijând curenții de bază se obține

$$I_{out} = \frac{V_{BE1}}{R_2} = \frac{V_T}{R_2} \ln \frac{I_{ref}}{I_{S1}}. \quad (4.182)$$



(a)

Fig. 4.39a Polarizare independentă de alimentare, utilizând ca referință tensiunea  $V_{BE}$ .



(b)

Fig. 4.39b Sursă cu autopolarizare care utilizează ca referință tensiunea  $V_{BE}$ .

Circuitul din fig. 4.39a nu este însă complet independent de alimentare; tensiunea bază-emitor a tranzistorului  $Q_1$  se modifică ușor în funcție de tensiunea sursei de alimentare, deoarece curentul de colector al tranzistorului  $Q_1$  este proporțional cu  $V_{CC}$ . Acest fapt constituie de multe ori o problemă a circuitelor de polarizare al căror curent de referință se obține printr-un rezistor conectat la sursa de alimentare, deoarece valoarea curentului într-o anumită porțiune a circuitului se va schimba odată cu modificarea tensiunii de alimentare.

Independența față de sursa de alimentare se poate îmbunătăți în mod major prin utilizarea tehnicii de polarizare bootstrap, denumită de asemenea și autopolarizare. În acest caz, curentul de referință nu se mai obține prin conectarea unui rezistor la sursa de alimentare, ci este făcut să depindă direct chiar de curentul de ieșire al sursei de curent. Presupunând că bucla de reacție, care se formează prin această conectare, are un punct de funcționare stabil curenții din circuit vor fi mult mai puțin dependenți de tensiunea sursei de alimentare în comparație cu cazul polarizării rezistive. Aplicarea acestei tehnici la sursa de curent care utilizează ca referință tensiunea  $V_{BE}$  este ilustrată în fig. 4.39b. Vom presupune pentru simplitate că  $V_A = \infty$ . Circuitul compus din tranzistoarele  $Q_1$ ,  $Q_2$  și rezistorul  $R$  impune dependența logaritmică a curentului  $I_{C2}$  în funcție de  $I_{ref}$ , după cum se indică în fig. 4.39c în conformitate cu relația 4.182. Pe de altă parte sursa de curent compusă din tranzistoarele de arie egală  $Q_4$  și  $Q_5$  impune ca valorile curentilor  $I_{C2}$  și  $I_{ref}$  să fie egale (linia punctată în fig. 4.39c). Punctul de funcționare al circuitului trebuie să satisfacă ambele condiții; ca urmare, în planul  $I_{C2}, I_{ref}$  el se va afla la intersecția celor două caracteristici. Dacă se face abstracție de efectele datorate variației forței rezistente de ieșire a tranzistoarelor curenții de polarizare rezultă independent de tensiunea de alimentare. Dacă este necesar, rezistența de ieșire a surselor de curent se poate compensa prin introducerea unor surse de curent de tip  $V_{BE}$  care să compenseze variațiile de tensiune de alimentare.

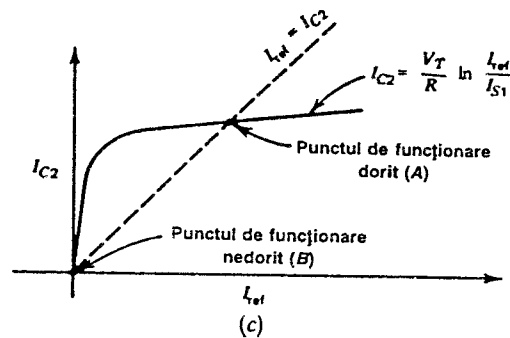


Fig. 4.39c Determinarea punctului de funcționare.

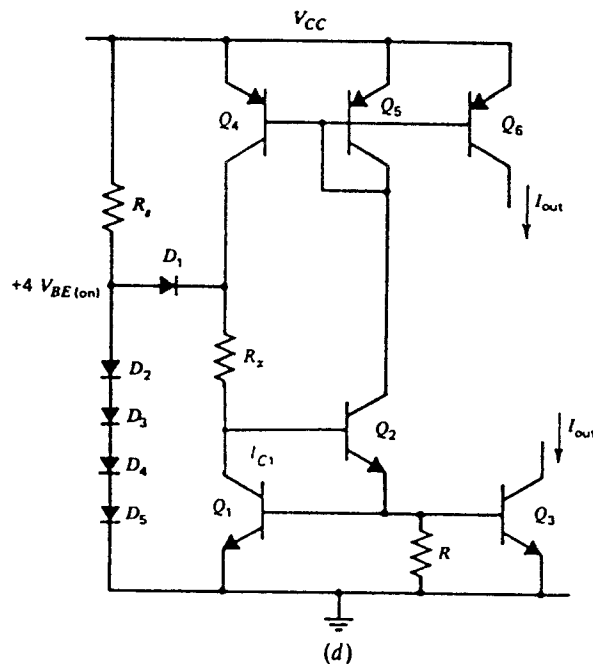


Fig. 4.39d Circuitul de pornire pentru evitarea stării de curent nul.

Curentul de ieșire este de fapt furnizat de tranzistoarele  $Q_6$  și  $Q_3$ , ale căror arii de emitor sunt egale, respectiv, cu acelea ale tranzistoarelor  $Q_5$  și  $Q_1$ .

Un aspect important al funcționării circuitelor cu autopolarizare este dat de faptul că de multe ori ele au un punct stabil de funcționare în care curenții sunt nuli, cu toate că tensiunea sursei de alimentare este nenulă. În mod obișnuit este necesară existența unui circuit separat „de pornire” care evită posibilitatea ca circuitul să rămână în această situație. De exemplu, circuitul din fig. 4.39b are două puncte stabile de funcționare, la intersecția caracteristicilor de transfer indicate în fig. 4.39c. În mod normal punctul B ar fi un punct de funcționare instabil; o analiză mai detaliată a circuitului arată că reacția din circuit în acest punct este pozitivă și că circuitul tinde să iasă singur din această stare. Comportarea circuitelor cu reacție pozitivă și negativă va fi discutată ulterior în *Capitolele 8 și 9*.

În circuitele reale de acest tip, punctul  $B$  este însă în mod obișnuit un punct stabil deoarece în acest punct curenții prin tranzistoare sunt foarte mici, de obicei de ordinul pA. După cum s-a discutat în *Capitolul 1*, câștigul în curent al tranzistoarelor la nivele foarte mici de curent scade, fiind de obicei subunitar pentru curenți de colector de ordinul pA. Ca urmare, circuitul nu mai este capabil să iasă singur din starea cu curenți nuli și fără măsuri speciale el se va bloca în această stare.

Starea de curent nul poate fi eliminată dacă se asigură întotdeauna ca prin tranzistoarele din circuit să curgă un curent astfel încât câștigul lor în curent să nu scadă la o valoare foarte mică. O cerință suplimentară este aceea ca circuitul adăugat pentru a asigura acest curent să nu interfereze cu funcționarea normală a referinței, odată ce s-a atins punctul de funcționare dorit. Componentele suplimentare constituie ceea ce se numește circuitul de pornire; un exemplu tipic este ilustrat de fig. 4.39d. Să presupunem pentru început că circuitul se află în starea nedorită, de curent nul. În acest caz potențialul bazei tranzistorului  $Q_1$  este egal cu al masei. Potențialul bazei tranzistorului  $Q_2$  va fi de zeci de mV, determinat de curenții reziduali din circuit. Cum tensiunea din anodul diodei  $D_1$  este egală cu patru căderi de tensiune directă de diodă, căderea de tensiune pe rezistența  $R_2$  va fi de aproximativ trei tensiuni directe de diodă și ca urmare prin  $R_x$  va curge un curent în combinația  $Q_1-Q_2$ . Acest fapt va determina trecerea unui curent și prin  $Q_3$ ,  $Q_4$  eliminându-se astfel starea de curent nul. În acest fel circuitul de polarizare de referință se duce singur spre starea stabilă dorită; vom mai cere ca circuitul de pornire să nu afecteze valorile staționare ale curentului. Acest lucru se poate realiza făcând pe  $R_1$  suficient de mare astfel încât după stabilirea curentului staționar prin tranzistorul  $Q_1$ , căderea de tensiune pe  $R_1$  să fie suficient de mare ca să polarizeze invers dioda  $D_1$ . În regim staționar tensiunea față de masă în colectorul tranzistorului  $Q_1$  este de două tensiuni directe de diodă, iar în anodul diodei  $D_1$  de patru tensiuni directe de diodă. Deci dacă facem produsul  $I_{C1}R_x$  egal cu două tensiuni directe de diodă, căderea de tensiune pe dioda  $D_1$  va fi nulă în regim staționar. Ca urmare, în regim staționar, circuitul de pornire compus din  $R_3$ ,  $D_2-D_3$  și  $D_1$  este efectiv deconectat de la circuit. Deoarece valoarea  $R_x$  nu este critică de multe ori se utilizează o rezistență epitaxială sau un TEC de tipul descris în *Capitolul 2* obținându-se în acest fel o valoare mare de rezistență într-o arie mică.

Un al doilea aspect important al funcționării unor astfel de circuite de polarizare este dat de dependența lor de temperatură. Această dependență se exprimă în modul cel mai convenabil prin variația relativă a curentului de ieșire pentru o variație de temperatură de un grad Celsius, pe care o denumim coeficientul de temperatură relativ,  $CT_R$ :

$$CT_R = \frac{1}{I_{out}} \frac{\partial I_{out}}{\partial T} . \quad (4.183)$$

Pentru circuitul cu referință  $V_{BE}$  din fig. 4.39b:

$$I_{out} = \frac{V_{BE1}}{R} , \quad (4.184)$$

$$\frac{\partial I_{out}}{\partial T} = \frac{1}{R} \frac{\partial V_{BE1}}{\partial T} - \frac{V_{BE1}}{R^2} \frac{\partial R}{\partial T} = \quad (4.185)$$

$$= I_{out} \left[ \frac{1}{V_{BE1}} \frac{\partial V_{BE1}}{\partial T} - \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial T} \right] \quad (4.186)$$

obținându-se

$$CT_R = \frac{1}{V_{BE1}} \frac{\partial V_{BE1}}{\partial T} - \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial T} . \quad (4.187)$$

Deci dependența de temperatură a curentului de ieșire  $I_{out}$  este dată de diferența între coeficientul de temperatură al rezistorului și cel al tensiunii bază-emitor. Deoarece primul este pozitiv iar al doilea negativ, valoarea coeficientului de temperatură total,  $TC_R$ , rezultă mare.

#### ■ EXEMPLU

Să se proiecteze o sursă de polarizare de referință ca aceea din fig. 4.39b pentru a se obține un curent de ieșire de  $100 \mu A$ . Să se determine valoarea  $TC_R$ . Pentru tranzistorul  $Q_1$  se va presupune că  $I_s = 10^{-14} A$  și că  $\Delta V_{BE}/\Delta T = -2 mV/^\circ C$ . Pentru rezistență se va lua  $(1/R)(\partial R/\partial T) = +1500 ppm/^\circ C$ .

Curentul prin tranzistorul  $Q_1$  va fi egal cu  $I_{out}$  astfel că

$$V_{BE1} = V_T \ln \frac{100 \mu A}{10^{-14} A} = 598 mV .$$

Din (4.184) se găsește

$$R = \frac{598 mV}{0,1 mA} = 5,98 k\Omega .$$

Coeficientul de temperatură se calculează folosind relația 4.187:

$$CT_R = \frac{-2 mV/^\circ C}{598 mV} - 1,5 \times 10^{-3} = -3,3 \times 10^{-3} - 1,5 \times 10^{-3}$$

deci

$$CT_R = -4,8 \times 10^{-3} = -4800 ppm/^\circ C .$$

(ppm este o abreviere pentru *părți per milion*, implicând o multiplicare cu  $10^{-6}$ ). ■

Circuite de polarizare de referință sunt utilizate și în tehnologiile CMOS. Un exemplu este prezentat în fig. 4.40 în care tranzistorul *pnp* este tranzistorul parazit care există inerent în tehnologiile CMOS.

Un circuit în care se folosesc tranzistoare *nnp* se poate realiza în tehnologiile CMOS în care substratul este de tip *n*. Această metodă de polarizare nu este posibilă în tehnologiile NMOS din cauza inexistenței diodelor și tranzistoarelor. Bucla de reacție formată de tranzistoarele  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$  și  $M_4$  forțează egalitatea curenților prin tranzistorul  $Q_1$  și prin rezistorul  $R$ . Presupunând că tranzistoarele sunt împerecheate,

$$I_{out} = I = \frac{V_{BE1}}{R} . \quad (4.188)$$

Performanțele acestor circuite pot fi îmbunătățite, indiferent de tehnologia folosită, prin înlocuirea surselor de curent simple cu surse de curent cascodă.

Un circuit foarte asemănător cu acela din fig. 4.39 se poate implementa în tehnologia MOS folosind în locul tensiunii  $V_{BE}$  a tranzistorului bipolar tensiunea  $V_{GS}$  a TEC MOS.



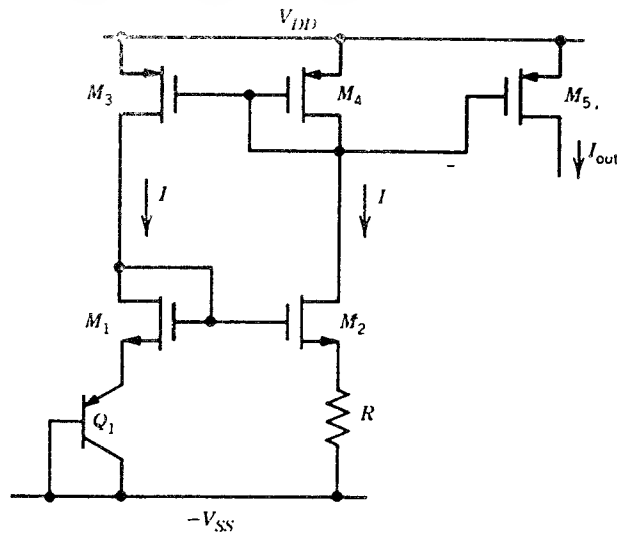


Fig. 4.40 Exemplu de circuit cu autopolarizare care utilizează ca referință tensiunea  $V_{BE}$ , realizat în tehnologie CMOS.

Un exemplu este prezentat în fig. 4.41 unde sursa de curent  $M_3$ ,  $M_4$  forțează egalitatea curenților prin tranzistorul  $M_1$  și prin rezistorul  $R$ . Neglijând efectul de modulare a lungimii canalului și efectul de substrat se obține:

$$IR = V_{GS1} = V_{t1} + \sqrt{\frac{2I}{\mu_n C_{ox}(W/L)_1}}. \quad (4.189)$$

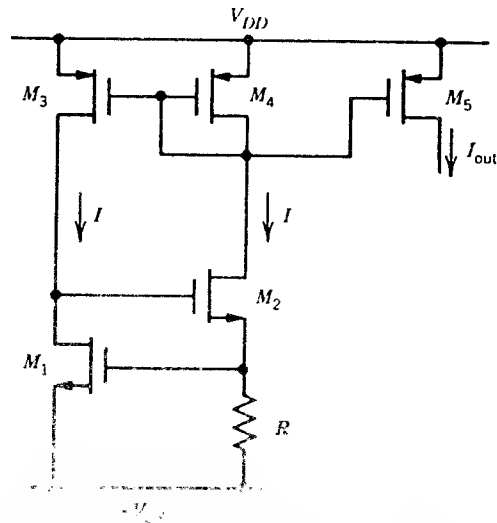


Fig. 4.41 Exemplu de circuit cu autopolarizare care utilizează ca referință tensiunea  $V_t$ .

Cazul de interes este acela în care cel de al doilea termen din relația anterioară, reprezentând  $(V_{GS} - V_t)$  a tranzistorului  $M_1$ , este mic în comparație cu tensiunea de prag. Această situație se poate realiza alegând un curent de polarizare suficient de mic și un raport  $W/L$  mare. În aceste condiții curentul de polarizare  $I$  este dat de:

$$I_{out} = I = \frac{V_t}{R} . \quad (4.190)$$

**Circuite de polarizare de referință bazate pe tensiunea termică  $V_T$ .** O altă sursă pentru tensiunea de referință o constituie tensiunea termică,  $V_T$ . Se poate arăta că diferența între tensiunile de pe două joncțiuni care funcționează la densități de curent diferite este proporțională cu  $V_T$ . Pentru a se obține curentul de polarizare această diferență de tensiune trebuie convertită într-un curent.

Pentru sursa Widlar (vezi fig. 4.8) s-a arătat (vezi relația 4.20) că tensiunea pe rezistența  $R_2$  este

$$V_x = I_{C2} R_2 = V_T \ln \frac{I_{C1} I_{S2}}{I_{C2} I_{S1}} . \quad (4.191)$$

Dacă raportul celor doi curenți de colector este menținut constant tensiunea pe  $R_2$  va fi într-adevăr proporțională cu  $V_T$ . Acest fapt este utilizat în circuitul cu autopolarizare din fig. 4.42a. Aici curenții de colector  $I_{C1}$  și  $I_{C2}$  sunt siliți să fie egali de către sursa de curent formată de tranzistoarele  $Q_3$  și  $Q_4$  care au arii egale. Să presupunem, de exemplu, că tranzistorul  $Q_2$  are o arie dublă față de aria tranzistorului  $Q_1$  (deci și  $I_{S2}$  are o valoare dublă față de  $I_{S1}$ ), astfel că pe rezistența  $R_2$  căderea de tensiune va fi

$$V_x = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = V_T \ln 2 \quad (4.192)$$

deoarece  $I_{C1} = I_{C2}$ . Această tensiune apare pe  $R_2$  și produce un curent

$$I_{C2} = \frac{V_T}{R_2} \ln 2 . \quad (4.193)$$

Circuitul cu autopolarizare cu reacție utilizat în acest caz pentru a impune egalitatea curenților prin tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$  constă din sursa de curent *pnp* formată de tranzistoarele  $Q_3$  și  $Q_4$ . După cum rezultă și din fig. 4.42b sunt posibile numai două puncte de funcționare, unul în origine — de curent nul — și altul la valoarea dorită a curentului de funcționare. Pentru a se elimina apariția stării de curent nul este necesar și aici un circuit de pornire.

Variația cu temperatura a curentului de ieșire se poate calcula în felul următor. Din (4.193) se obține:

$$\frac{1}{I_{C2}} \frac{\partial I_{C2}}{\partial T} = \frac{1}{I_{C2}} \frac{\partial}{\partial T} \left[ \frac{V_T}{R_2} \ln 2 \right] = \quad (4.194)$$

$$= \frac{1}{I_{C2}} \left[ \frac{V_T}{R_2} \ln 2 \left( \frac{1}{V_T} \frac{\partial V_T}{\partial T} - \frac{1}{R_2} \frac{\partial R_2}{\partial T} \right) \right] . \quad (4.195)$$

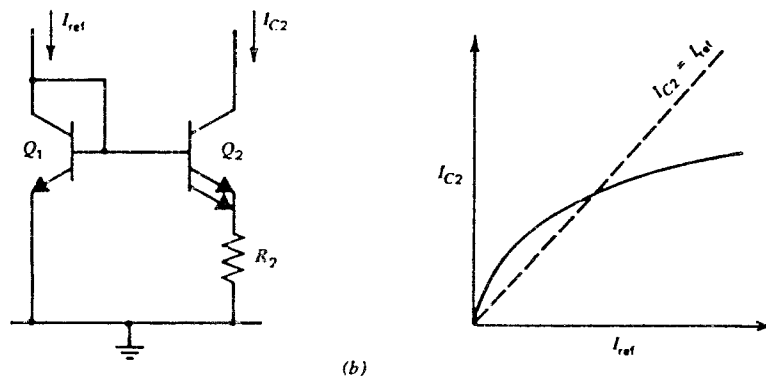
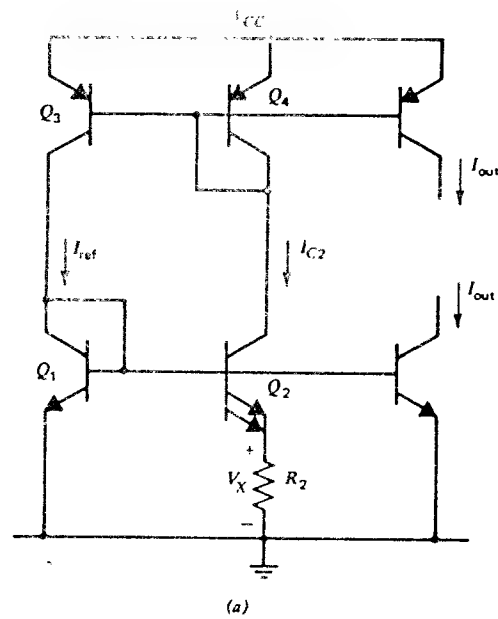


Fig. 4.42 (a) Sursă de polarizare care utilizează tensiunea termică. (b) Determinarea punctului de funcționare.

Utilizând din nou (4.193) se găsește:

$$\frac{1}{I_{C_2}} \frac{\partial I_{C_2}}{\partial T} = \left[ \frac{1}{V_T} \frac{\partial V_T}{\partial T} - \frac{1}{R_2} \frac{\partial R_2}{\partial T} \right] \quad (4.196)$$

[illegible]

### ■ EXEMPLU

Să se proiecteze o sursă de polarizare de referință de tipul indicat în fig. 4.42 pentru a se obține un curent de ieșire de  $100 \mu\text{A}$ . Să se găsească  $TC_R$  al curentului  $I_{\text{out}}$ . Se va presupune o rezistență de bază cu  $(1/R)(\partial R/\partial T) = +1500 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ .

Folosind (4.193)

$$I_{\text{out}} = \frac{V_T}{R_2} \ln 2$$

se obține:

$$R_2 = \frac{(26 \text{ mV})(\ln 2)}{100 \mu\text{A}} = 180 \Omega .$$

Din (4.196) se găsește:

$$\begin{aligned} TC_R &= \frac{1}{I_{\text{out}}} \frac{\partial I_{\text{out}}}{\partial T} = \frac{1}{V_T} \frac{\partial V_T}{\partial T} - 1500 \times 10^{-6} \\ &= \frac{1}{V_T} \left( \frac{V_T}{T} \right) - 1500 \times 10^{-6} = \frac{1}{T} - 1500 \times 10^{-6} . \end{aligned}$$

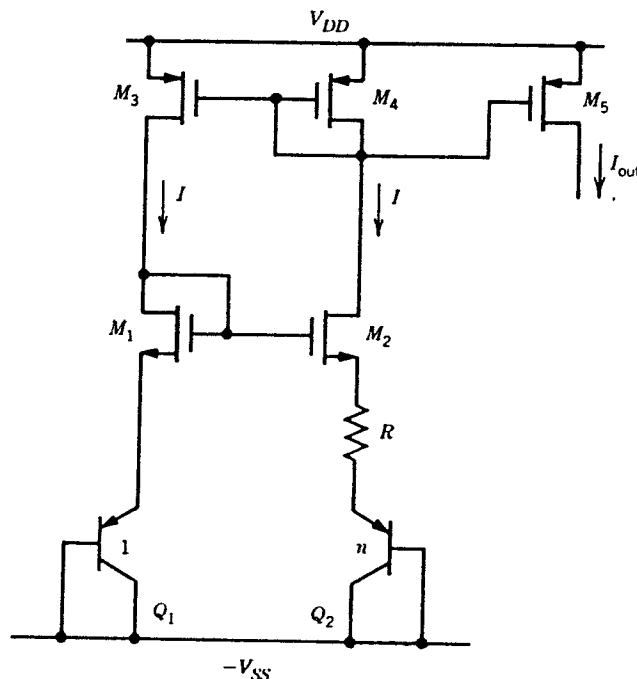


Fig. 4.43 Exemplu de circuit cu autopolarizare care utilizează ca referință tensiunea  $V_T$ .

Presupunând că circuitul are temperatura camerei  $T=300$  K rezultă:

$$\frac{1}{I_{\text{out}}} \frac{\partial I_{\text{out}}}{\partial T} = 3300 \times 10^{-6} - 1500 \times 10^{-6} = 1800 \text{ ppm/}^{\circ}\text{C} .$$

Circuite de polarizare care folosesc ca referință tensiunea  $V_T$  sunt curent utilizate și în tehnologiile CMOS. Un exemplu simplu este prezentat în fig. 4.43 în care  $Q_1$  și  $Q_2$  au ariile într-un raport  $n$  iar bucla de reacție le forțează să funcționeze cu curenți egali. Ca urmare diferența între cele două tensiuni  $V_{BE}$  trebuie să apară pe rezistorul  $R$ , curentul rezultat fiind

$$I = \frac{V_T \ln n}{R} . \quad (4.197)$$

În circuitul din fig. 4.43 micile diferențe între tensiunile  $V_{GS}$  ale tranzistoarelor  $M_1$ ,  $M_2$  conduc la variații mari ale curentului de ieșire, deoarece căderea de tensiune pe  $R$  este de ordinul a numai 100 mV. Aceste diferențe de tensiuni grilă-sursă rezultă din neîmperecherea tranzistoarelor sau din modularea lungimii canalului pentru  $M_1$  și  $M_2$  deoarece au tensiuni de drenă diferite. Implementările practice ale acestui circuit utilizează tipic geometrii mari pentru  $M_1$  și  $M_2$  pentru a minimiza offsetul și surse de curent Wilson sau cascodă pentru a minimiza efectul de modulare a lungimii canalului. Un exemplu tipic de circuit practic este dat în fig. 4.44.

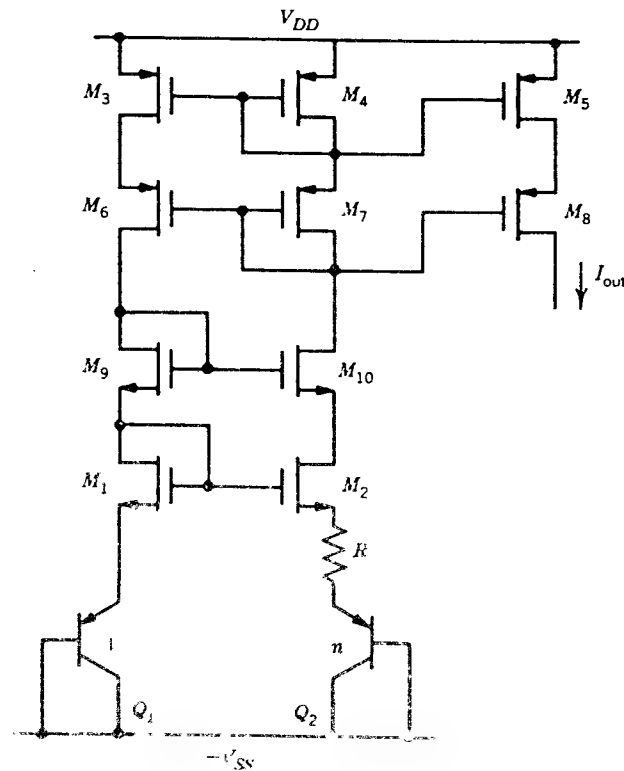


Fig. 4.44 Exemplu de circuit cu autopolarizare cu referință  $V_T$ , în care se folosesc surse de curent cascodă pentru îmbunătățirea rejecției sursei de alimentare și a preciziei inițiale.

### A4.3 POLARIZARE INDEPENDENTĂ DE TEMPERATURĂ

După cum s-a văzut din exemplele din *Anexa A4.2* circuitele care folosesc ca referință tensiunea bază-emitor și tensiunea termică au un coeficient de temperatură al curentului de ieșire destul de ridicat, circuitul care utilizează tensiunea termică fiind însă considerabil mai bun. Îmbunătățirea comportării cu temperatura se poate realiza pe două căi diferite: referință cu diodă Zener și referință de bandă interzisă. Vom considera pentru început utilizarea ca referință a diodei Zener.

#### A4.3.1 Circuite de polarizare care utilizează ca referință o diodă Zener

Un circuit tipic de polarizare care utilizează ca referință o diodă Zener este prezentat în fig. 4.45a. O joncțiune emitor-bază a unui tranzistor *nnp* care conduce un curent invers are o tensiune de străpungere Zener sau în avalanșă cuprinsă între 6 și 8 V, în funcție de particularitățile de proces. În această regiune rezistența incrementală este mică, dispozitivul fiind

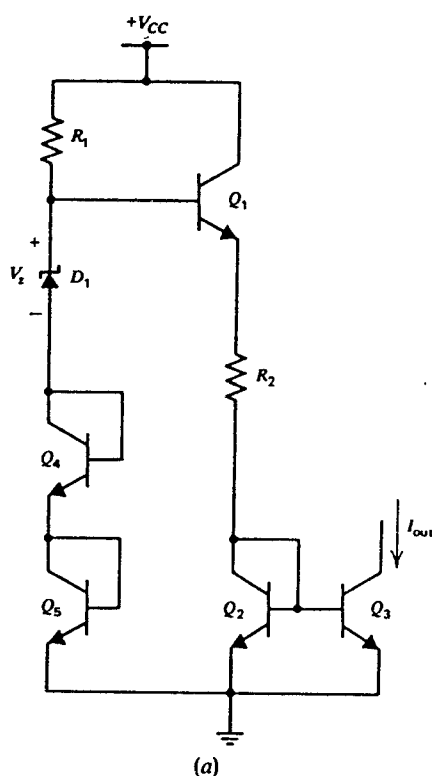


Fig. 4.45a Circuit de polarizare care utilizează ca referință o diodă Zener.

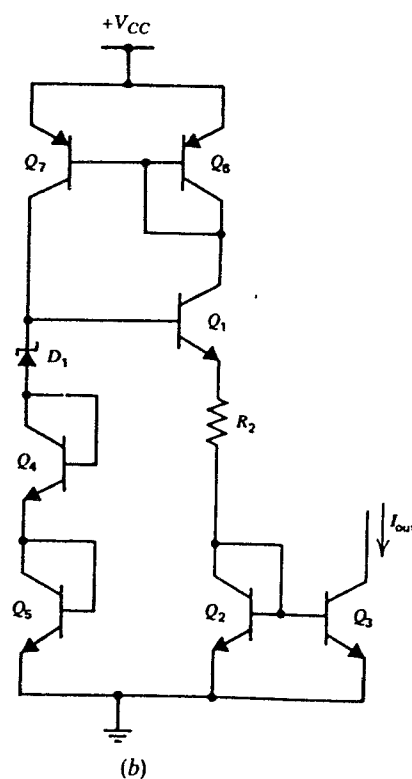


Fig. 4.45b Circuit cu autopolarizare care utilizează ca referință o diodă Zener.

asemănător cu o sursă de tensiune, cu un coeficient de temperatură care este aproape nul pentru tensiuni de străpungere de ordinul a 5 V și care crește la aproximativ 4 mV/°C pentru tensiuni Zener de aproximativ 8 V. Dependența coeficientului de temperatură al tensiunii de străpungere de valoarea tensiunii de străpungere este dată în fig. 2.45b. În circuitul din fig. 4.45a rezistorul  $R_1$  asigură curentul continuu necesar pentru polarizarea elementelor  $D_1$ ,  $Q_4$  și  $Q_5$ . Potențialul bazei tranzistorului  $Q_1$ ,  $V_{B1}$ , este egal cu  $V_Z$  plus două tensiuni directe de diodă. Căderea de tensiune pe  $R_2$  este egală cu  $V_{B1}$  minus o tensiune directă de diodă ( $Q_2$ ) și tensiunea pe joncțiunea bază-emitor a tranzistorului  $Q_1$ . Deci, căderea de tensiune pe  $R_2$  este aproape egală cu  $V_Z$  și, ca urmare,

$$I_{out} \approx \frac{V_Z}{R_2}. \quad (4.198)$$

Acest circuit are o ușoară dependență de tensiunea sursei de alimentare deoarece valoarea curentului prin rezistența  $R_1$  se schimbă atunci când variază sursa de alimentare. Ca urmare se modifică și curentul prin  $Q_3$ ,  $Q_4$  și  $D_1$ . Deoarece aceste dispozitive au o rezistență incrementală finită, variază și tensiunea în baza tranzistorului  $Q_1$ . La fel ca și în exemplele anterioare circuitul se poate realiza și cu autopolarizare, ca în fig. 4.45b, eliminându-se astfel dependența de tensiunea sursei de alimentare.

Așa cum sunt, circuitele din fig. 4.45a și fig. 4.45b produc la ieșire un curent care are un coeficient de temperatură  $CT_R$  mic numai dacă și coeficientul de temperatură al rezistorului  $R_2$  este mic. În cazul în care  $R_2$  este un rezistor difuzat variația sa cu temperatura este însă semnificativă. Dacă anularea coeficientului de temperatură  $CT_R$  al curentului  $I_{out}$  constituie un obiectiv al proiectării, în serie cu  $R_2$  se pot adăuga diode care să compenseze variația cu temperatura a rezistorului  $R_2$  și a tensiunii  $V_Z$  (vezi fig. 4.45c). În acest caz

$$V_Z = I_{out} R_2 + (n + 2) V_{BE(on)} \quad (4.199)$$

unde  $n$  este numărul de diode de compensare în temperatură. Diferențiind față de temperatură se obține:

$$\frac{\partial V_Z}{\partial T} = R_2 \frac{\partial I_{out}}{\partial T} + I_{out} \frac{\partial R_2}{\partial T} + (n + 2) \frac{\partial V_{BE(on)}}{\partial T}. \quad (4.200)$$

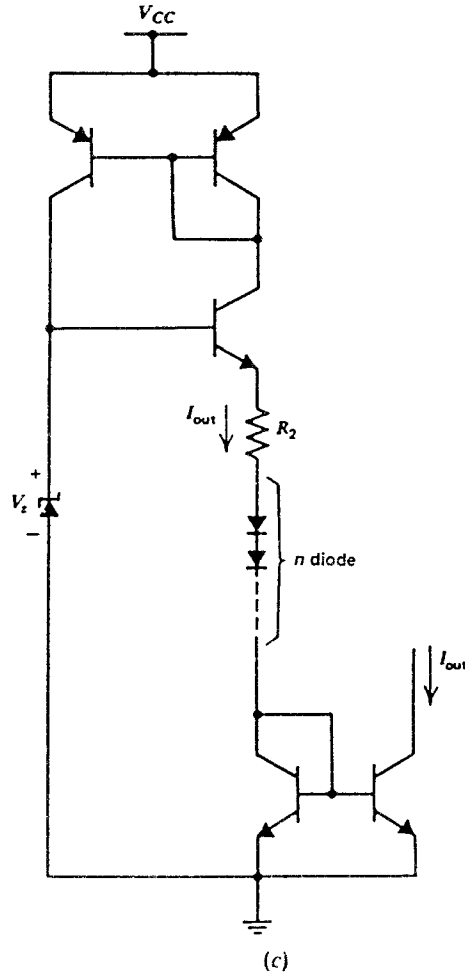


Fig. 4.45c Sursă de curent (care utilizează ca referință o diodă Zener) compensată în temperatură.

Împărțind prin  $R_2 I_{out}$  rezultă:

$$\frac{1}{R_2 I_{out}} \frac{\partial V_Z}{\partial T} = \frac{1}{I_{out}} \frac{\partial I_{out}}{\partial T} + \frac{1}{R_2} \frac{\partial R_2}{\partial T} + \frac{n+2}{I_{out} R_2} \frac{\partial V_{BE(on)}}{\partial T} . \quad (4.201)$$

Deci, pentru a anula coeficientul de temperatură  $CT_R$  al curentului  $I_{out}$  este necesar ca:

$$\frac{1}{I_{out}} \frac{\partial I_{out}}{\partial T} = 0 = \frac{1}{R_2 I_{out}} \left[ \frac{\partial V_Z}{\partial T} - (n+2) \frac{\partial V_{BE(on)}}{\partial T} \right] - \frac{1}{R_2} \frac{\partial R_2}{\partial T} . \quad (4.202)$$

### ■ EXEMPLU

Să se determine valorile necesare pentru  $n$  și  $R_2$  din fig. 4.45c astfel ca să se obțină un curent de ieșire de  $100 \mu A$  al cărui coeficient de temperatură relativ să aibă valoarea cea mai mică posibilă. Se va presupune că:

$$\begin{aligned} \frac{\partial V_Z}{\partial T} &\approx +2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C} , & V_Z &= 6,2 \text{ V} , \\ \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial T} &= +2000 \text{ ppm}/^\circ\text{C} , \\ \frac{\partial V_{BE(on)}}{\partial T} &= -2 \text{ mV}/^\circ\text{C} , & V_{BE(on)} &= 0,6 \text{ V} . \end{aligned}$$

Din (4.202) se obține:

$$0 = 2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C} - (n+2)(-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}) - R_2 I_{out} (2000 \times 10^{-6}) .$$

Din (4.199) rezultă condiția suplimentară:

$$V_Z = I_{out} R_2 + (n+2) V_{BE(on)} .$$

Combinând aceste relații se obține:

$$0 = 2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C} - (n+2)(-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}) - [V_Z - (n+2) V_{BE(on)}] (2000 \times 10^{-6}) .$$

Prin rezolvarea acestei ecuații se găsește

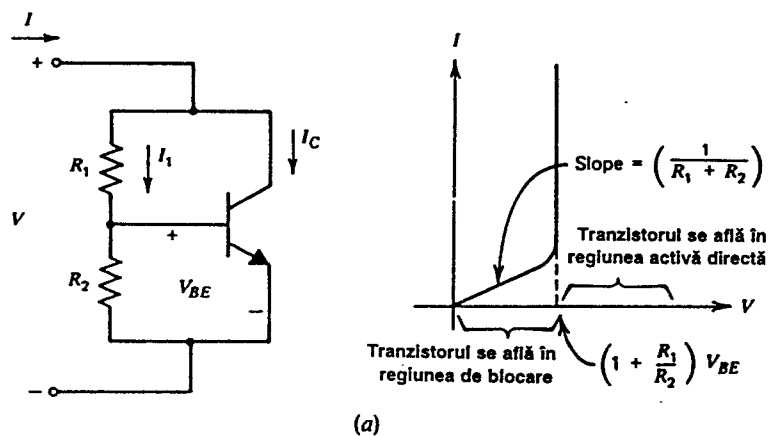
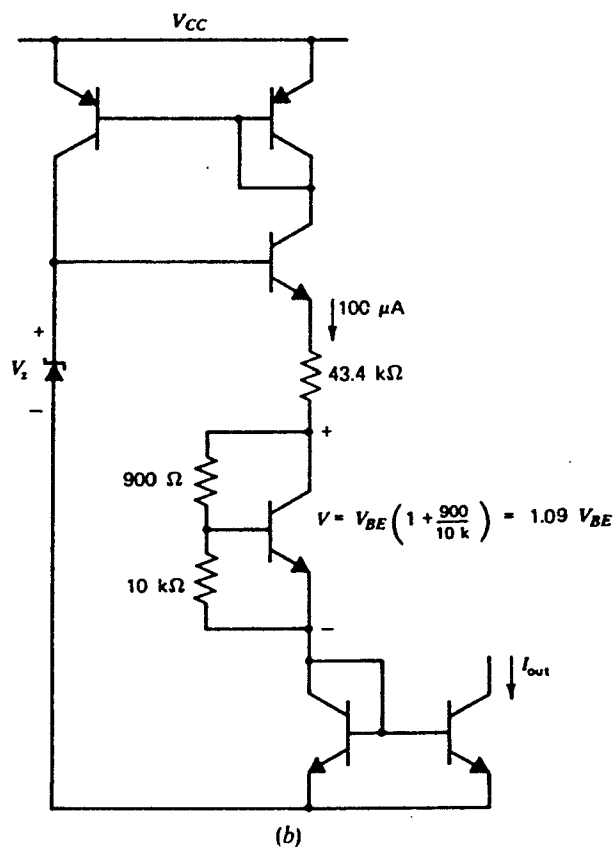
$$n = 1,09 .$$

Din (4.199) se obține  $R_2 = 43,4 \text{ k}\Omega$ . Se observă că numărul optim de diode nu este un întreg. Obținerea valorii dorite a lui  $n$  se poate realiza cu circuitul din fig. 4.46a, denumit multiplicator de  $V_{BE}^*$  care produce o tensiune care este o fracțiune arbitrară din  $V_{BE(on)}$ . Presupunând că s-a aplicat o tensiune  $V$  și că se poate neglija curentul de bază al tranzistorului rezultă

$$V_{BE} = V \frac{R_2}{R_1 + R_2} .$$

\* De multe ori, în literatura tehnică românească apare termenul de "diodă multiplicată" (n.t.).



Fig. 4.46a Circuitul multiplicator de  $V_{BE}$ .Fig. 4.46b. Sursă de curent de polarizare (care utilizează ca referință o diodă Zener) de  $100 \mu\text{A}$ , cu coeficient de temperatură mic.

Curentul de colector este dat de

$$I_C = I_S \exp \left( \frac{V_{BE}}{V_T} \right) = I_S \exp \left( \frac{VR_2}{R_1 + R_2} \frac{1}{V_T} \right).$$

Curentul total  $I$ , este egal cu  $(I_1 + I_C)$ :

$$I = I_1 + I_C = \frac{V}{R_1 + R_2} + I_S \exp \left( \frac{VR_2}{R_1 + R_2} \frac{1}{V_T} \right).$$

În mod normal circuitul funcționează în regiunea în care curentul  $I_C$  este mult mai mare decât curentul  $I_1$ . În această regiune

$$I \approx I_S \exp \left( \frac{VR_2}{R_1 + R_2} \frac{1}{V_T} \right)$$

relație din care se obține:

$$V = \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) V_T \ln \frac{I}{I_S} = \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) V_{BE}(I).$$

Rezultă că tensiunea la borne este egală cu o constantă care înmulțește tensiunea  $V_{BE}$ .

Realizarea unei surse de curent, cu un coeficient de temperatură nul, care utilizează un astfel de circuit este prezentată în fig. 4.46b.

#### A4.3.2 Circuite de polarizare care utilizează o referință „bandă interzisă“

Dezavantajul circuitelor de polarizare care utilizează ca referință o diodă Zener este dat de faptul că sursa de alimentare trebuie să aibă o tensiune de cel puțin 7—10 V pentru a aduce dioda în zona de străpungere. În plus, dioda lucrând în avalanșă, în circuit se introduce un zgomot substanțial. Ca urmare suntem conduși să examinăm și alte posibilități de realizare a unui circuit de polarizare cu coeficient de temperatură scăzut. Deoarece sursele care folosesc ca referință tensiunea  $V_{BE(on)}$  și tensiunea  $V_T$  au coeficienți de temperatură de semne opuse, există posibilitatea de a utiliza ca referință în obținerea curentului de ieșire o tensiune dată de suma ponderată a tensiunilor  $V_{BE(on)}$  și  $V_T$ , ideea fiind ca printr-o ponderare convenabilă să se atingă o valoare nulă a coeficientului de temperatură.

În discuția de până acum asupra surselor de polarizare ne-am concentrat asupra problemei obținerii unui curent cu un coeficient de temperatură mic. De fapt, de multe ori apare și necesitatea unei tensiuni de polarizare cu un coeficient de temperatură redus (sau, pe scurt, o referință de tensiune), un exemplu potrivit fiind tensiunea de referință a unui stabilizator de tensiune. Proiectarea acestor două tipuri de circuite este asemănătoare, excepție făcând faptul că în cazul sursei de curent în tensiunea de referință este introdus în mod intenționat un coeficient de temperatură, pentru a compensa coeficientul de temperatură al rezistenței prin

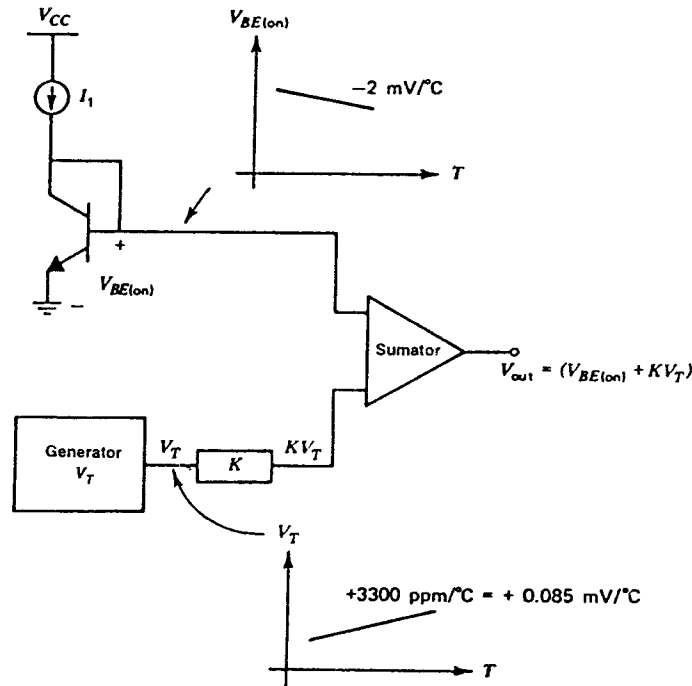


Fig. 4.47 Circuitul unei referințe de bandă interzisă, ipotetice.

intermediul căreia se definește valoarea curentului. În discuția care urmează despre referința de bandă interzisă vom presupune pentru simplitate că obiectivul îl constituie o sursă de tensiune cu un coeficient de temperatură mic.

Pentru început să considerăm circuitul ipotetic din fig. 4.47. La ieșire se obține o tensiune care este egală cu  $V_{BE(on)}$  plus  $V_T$  înmulțit cu o constantă  $K$ . Pentru calculul valorii constantei  $K$  trebuie să determinăm mult mai precis coeficientul de temperatură al tensiunii  $V_{BE(on)}$ . Tensiunea  $V_{BE}$  se poate scrie, dacă se neglijează curentul de bază astfel:

$$V_{BE(on)} = V_T \ln \frac{I_1}{I_S} \quad (4.203)$$

Curentul de saturație, se poate exprima în funcție de parametrii care caracterizează structura tranzistorului (vezi Capitolul 1)

$$I_S = \frac{q A n_i^2 \bar{D}_n}{Q_B} = B n_i^2 \bar{D}_n = B' n_i^2 T \bar{\mu}_n \quad (4.204)$$

unde  $n_i$  este concentrația purtătorilor minoritari,  $Q_B$  doparea totală din bază pe unitatea de arie,  $\bar{\mu}_n$  mobilitatea medie a electronilor de bază,  $A$  aria joncțiunii emitor-bază și  $T$ , temperatura. Aici constantele  $B$  și  $B'$  implică numai mărimi independente de temperatură. Pentru scrierea

curentului  $I_s$  în funcție de  $\bar{\mu}_n$  și  $n_i$  s-a utilizat relația lui Einstein  $\mu_n = (q/kT)D_n$ . Mărimile dependente de temperatură în (4.204) sunt date de relațiile<sup>7</sup>

$$\bar{\mu}_n = CT^{-n}, \quad (4.205)$$

$$n_i^2 = DT^3 \exp \left[ -\frac{V_{GO}}{V_T} \right] \quad (4.206)$$

unde  $V_{GO}$  este valoarea benzii interzise a siliciului, extrapolată la zero grade Kelvin. Mărimile  $D$  și  $C$  sunt independente de temperatură valoarea lor exactă fiind în această analiză fără importanță. Exponentul  $n$ , din expresia mobilității electronului  $\bar{\mu}_n$  în regiunea bazei este dependent de nivelul de dopare din bază. Combinând (4.203), (4.204), (4.205) și (4.206) se găsește

$$V_{BE(on)} = V_T \ln \left[ I_1 T^{-\gamma} E \exp \frac{V_{GO}}{V_T} \right] \quad (4.207)$$

unde  $E$  este o altă constantă, iar

$$\gamma = 4 - n. \quad (4.208)$$

În circuitele reale de tip „bandă interzisă” curentul  $I_1$ , nu este constant ci variază cu temperatura. În analiza de față vom presupune că această variație cu temperatura este constantă, fiind de forma

$$I_1 = GT^\alpha \quad (4.209)$$

unde  $G$  este o altă constantă independentă de temperatură. Combinând (4.207) și (4.209) se obține

$$V_{BE(on)} = V_{GO} - V_T [(\gamma - \alpha) \ln T - \ln EG]. \quad (4.210)$$

Din fig. 4.47 tensiunea de la ieșire rezultă

$$V_{out} = V_{BE(on)} + KV_T. \quad (4.211)$$

Înlocuind (4.210) în (4.211) se găsește:

$$V_{out} = V_{GO} - V_T(\gamma - \alpha) \ln T + V_T(K + \ln EG). \quad (4.212)$$

Această expresie dă dependența de temperatură a tensiunii de la ieșire în funcție de parametrii circuitului  $G$ ,  $\alpha$  și  $K$  și de parametrii de dispozitiv  $E$  și  $\gamma$ . Obiectivul nostru este de a obține o tensiune  $V_o$  independentă de temperatură. Ca urmare, vom egala derivata tensiunii  $V_o$  în funcție de temperatură cu zero, pentru a găsi valorile  $K$ ,  $G$  și  $\gamma$  care dau un coeficient de temperatură  $CT_R$  nul:

$$0 = \frac{dV_{out}}{dT} \bigg|_{T=T_0} = \frac{V_{T0}}{T_0} (K + \ln EG) - \frac{V_{T0}}{T_0} (\gamma - \alpha) \ln T_0 - \frac{V_{T0}}{T_0} (\gamma - \alpha). \quad (4.213)$$

În această relație  $V_{T0}$  este valoarea tensiunii termice,  $V_T$  la temperatura  $T_0$ . Rearanjarea relației 4.213 conduce la

$$(K + \ln EG) = (\gamma - \alpha) \ln T_0 + (\gamma - \alpha). \quad (4.214)$$

Această expresie dă valorile necesare ale parametrilor de circuit  $K$  și  $G$  în funcție de parametrii de dispozitiv,  $E$  și  $\gamma$ . În principiu aceste valori pot fi calculate direct din (4.214). O exprimare mai limpede a dependenței de temperatură a tensiunii de la ieșire se poate obține înlocuind (4.214) în (4.212):

$$V_{\text{out}}(T) = V_{GO} + V_T(\gamma - \alpha) \left( 1 + \ln \frac{T_0}{T} \right). \quad (4.215)$$

Rezultă că dependența de temperatură a tensiunii de la ieșire este descrisă în totalitate de un singur parametru,  $T_0$ , care la rândul său este determinat de constantele  $K$ ,  $E$  și  $G$ . În fig. 4.48 se prezintă o familie tipică de caracteristici pentru variația tensiunii de ieșire, în funcție de temperatură, pentru diferite valori ale temperaturii  $T_0$ , pentru cazul special în care  $\alpha$  este nul și curentul  $I_1$  independent de temperatură.

Prin utilizarea relației 4.215, se obține expresia tensiunii de la ieșire, pentru temperatura la care  $CT_R$  este nul ( $T=T_0$ ):

$$V_{\text{out}}(T)|_{T=T_0} = V_{GO} + V_{T0}(\gamma - \alpha). \quad (4.216)$$

De exemplu, pentru a anula la 25°C coeficientul de temperatură  $CT_R$ , presupunând că  $\gamma=3,2$  și  $\alpha=1$ , este necesar ca

$$V_{\text{out}}(T)|_{T=25^\circ\text{C}} = V_{GO} + 2,2 V_{T0}. \quad (4.217)$$

Deoarece banda interzisă a siliciului este  $V_{GO}=1,205$  V se obține

$$V_{\text{out}}(T)|_{T=25^\circ\text{C}} = 1,205 \text{ V} + 2,2 \times 26 \text{ mV} = 1,262 \text{ V}. \quad (4.218)$$

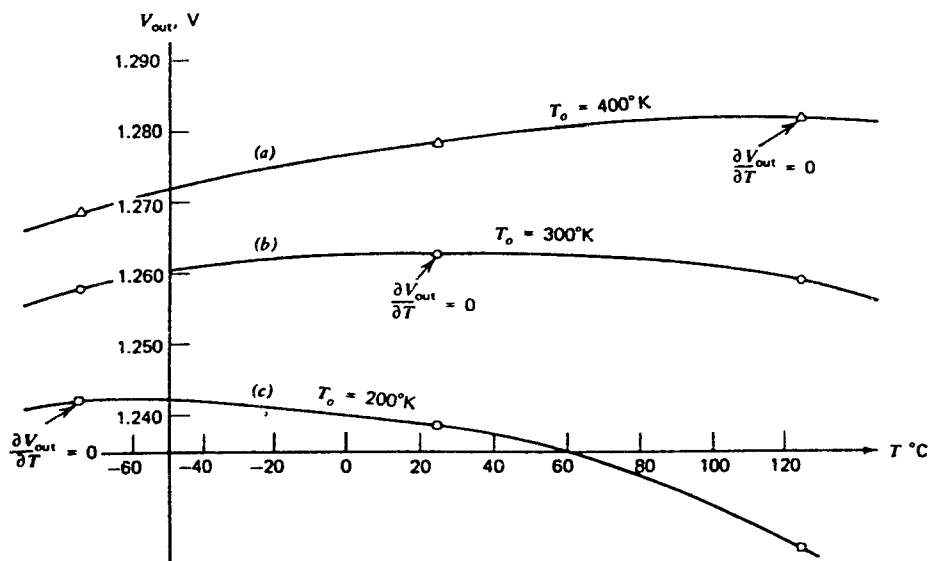


Fig. 4.48 Variația cu temperatura a tensiunii de la ieșire pentru o referință de bandă interzisă.

### ■ EXEMPLU

O referință de tip bandă interzisă este proiectată pentru o tensiune nominală de ieșire de 1,262 V, valoare pentru care  $CT_R$  este nul la 25°C. Din cauza variației componentelor, valoarea tensiunii de la ieșire la temperatura camerei este de 1,280 V. Să se determine temperatura la care coeficientul de temperatură  $CT_R$  al tensiunii  $V_o$  este nul, dependența  $V_o(T)$  și să se calculeze valoarea coeficientului de temperatură  $CT_R$  la temperatura camerei. Se va presupune că  $\gamma=3,2$  și  $\alpha=1$ .

Deoarece comportarea tensiunii de la ieșire este caracterizată de  $T_0$  vom calcula mai întâi  $T_0$ . Din (4.215) se obține:

$$V_{out}(T) = V_{GO} + V_T(\gamma - \alpha) \left[ 1 + \ln \frac{T_0}{T} \right].$$

La 25°C:

$$1,280 \text{ V} = 1,205 \text{ V} + (26 \text{ mV})(2,2) \left[ 1 + \ln \frac{T_0}{300 \text{ K}} \right].$$

și deci

$$T_0 = (300 \text{ K}) \exp \frac{18 \text{ mV}}{57 \text{ mV}} = 411 \text{ K}.$$

Aceasta este temperatura la care coeficientul de temperatură  $CT_R$  al tensiunii  $V_{out}$  este zero. Deci vom putea scrie pentru  $V_{out}$  următoarea expresie:

$$V_{out}(T) = 1,215 \text{ V} + 57 \text{ mV} \left[ 1 + \ln \frac{T_0}{300 \text{ K}} \right].$$

Diferențiind (4.215) se găsește:

$$\frac{dV_{out}}{dT} = \frac{1}{T} \left[ V_T(\gamma - \alpha) \left[ 1 + \ln \frac{T_0}{T} \right] \right] - \frac{V_T}{T}(\gamma - \alpha) = (\gamma - \alpha) \frac{V_T}{T} \ln \frac{T_0}{T}.$$

Dacă  $T$  este apropiat de  $T_0$

$$\ln \frac{T_0}{T} = \ln \left[ 1 + \frac{T_0 - T}{T} \right] \approx \frac{T_0 - T}{T}$$

și se obține

$$\frac{dV_{out}}{dT} = \frac{V_T}{T} \left[ \frac{T_0 - T}{T} \right] (\gamma - \alpha).$$

Pentru  $T_0=411\text{ K}$ ,  $T=300\text{ K}$

$$\frac{dV_{\text{out}}}{dT} = \frac{26\text{ mV}}{300\text{ K}} \left[ \frac{411 - 300}{300} \right] (2,2) = 70\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}.$$

Deci valoarea coeficientului de temperatură  $CT_R$  al tensiunii  $V_{\text{out}}$  la temperatura camerei este de  $70\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ . ■

Parametrul de interes pentru sursele de tensiune de referință este dat de variația tensiunii de la ieșire pentru întreaga gamă de temperatură. Deoarece  $CT_R$  exprimă sensibilitatea față de temperatură numai pentru o valoare dată a temperaturii, pentru caracterizarea comportării circuitului într-o gamă largă de variație a temperaturii trebuie utilizat un parametru diferit. Pentru o referință de tensiune se definește un coeficient de temperatură efectiv

$$CT_R = \frac{1}{V_{\text{out}}} \frac{V_{\text{max}} - V_{\text{min}}}{T_{\text{max}} - T_{\text{min}}} \quad (4.219)$$

în care  $V_{\text{max}}$  și  $V_{\text{min}}$  sunt valorile maxime și minime observate pentru tensiunea de la ieșire pe întreaga gamă de temperatură,  $T_{\text{max}} - T_{\text{min}}$  excursia de temperatură iar  $V_{\text{out}}$  valoarea nominală a tensiunii de la ieșire. În conformitate cu această definiție în cazul exemplului (b) din fig. 4.48 se obține în gama de temperatură  $-55^\circ\text{C} - +125^\circ\text{C}$  un coeficient de temperatură efectiv de  $44\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . Dacă gama de temperatură se restânge la  $0^\circ\text{C} - 70^\circ\text{C}$ , coeficientul de temperatură efectiv se îmbunătățește, fiind de  $17\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . Rezultă că pentru o gamă mai restrânsă de temperatură această referință este comparabilă, în ceea ce privește stabilitatea față de variațiile temperaturii, cu celula standard, odată ce s-a ajustat  $CT_R$  la zero, la temperatura camerei. Celulele standard saturate au o valoare a  $CT_R$  de aproximativ  $\pm 30\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ .

Realizările practice ale referințelor de bandă interzisă cunosc mai multe forme<sup>7,8,9</sup>. Una din ele este ilustrată în fig. 4.49a. În acest circuit se utilizează o buclă de reacție care stabilește punctul de funcționare astfel încât tensiunea de la ieșire este egală cu  $V_{BE(\text{on})}$  plus o tensiune proporțională cu diferența între două tensiuni bază-emitor. Funcționarea buclei de reacție poate fi mai bine înțeleasă dacă se face apel la fig. 4.49b, în care s-a desenat numai o parte a circuitului. Pentru început vom considera variația tensiunii  $V_2$ , de la ieșirea acestei părți a circuitului atunci când tensiunea de la intrare,  $V_1$ , crește de la zero spre valori pozitive. Inițial  $V_1$  este nul, tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$  sunt blocate și  $V_2=0$ . Pe măsură ce tensiunea  $V_1$  crește,  $Q_1$  și  $Q_2$  nu vor conduce un curent semnificativ până ce nu se atinge o valoare de aproximativ  $0,6\text{ V}$ . În această zonă tensiunea de la ieșire  $V_2$  este egală cu tensiunea  $V_1$  deoarece căderea de tensiune pe rezistorul  $R_1$  este practic nulă. După ce valoarea tensiunii  $V_1$  depășește  $0,6\text{ V}$ , tranzistorul  $Q_1$  începe să conducă, situație care corespunde punctului 1 din fig. 4.49b. Valoarea curentului prin tranzistorul  $Q_1$  este de aproximativ  $(V_1 - 0,6\text{ V})/R_1$ . Dacă ea este mică curenții prin tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$  vor fi practic egali deoarece în acest caz căderea de tensiune pe rezistorul  $R_3$  este neglijabilă. Deoarece valoarea rezistorului  $R_2$  este mult mai mare decât aceea a rezistorului  $R_1$  căderea de tensiune pe  $R_2$  va fi mult mai mare decât  $(V_1 - 0,6\text{ V})$ , iar tranzistorul  $Q_2$  va fi saturat: această situație corespunde punctului 2 din fig. 4.49b. Să observăm că din cauza prezenței rezistorului  $R_3$ , curentul de colector care *ar curge* prin tranzistorul  $Q_2$  (dacă el ar fi în regiunea activă directă) ar avea o dependență de  $V_1$  aproximativ logaritmică, exact la fel ca în sursa Widlar. Rezultă că în continuare, pe măsură ce tensiunea  $V_1$  crește, se atinge un punct în care tranzistorul  $Q_2$  iese din saturație deoarece tensiunea  $V_1$  crește mai repede decât căderea de tensiune pe rezistorul  $R_2$ . Această stare este marcată pe fig. 4.49b prin punctul 3.





Presupunând că circuitul a atins punctul stabil de funcționare 4 se observă că tensiunea de la ieșire  $V_{out}$  este dată de suma dintre tensiunea bază-emitor a tranzistorului  $Q_3$  și căderea de tensiune pe  $R_2$ . Căderea de tensiune pe  $R_2$  este egală cu căderea de tensiune pe  $R_3$ , multiplicată cu raportul  $R_2/R_3$  deoarece curentul de colector al lui  $Q_3$  este aproximativ egal cu curentul său de emitor. Căderea de tensiune pe  $R_3$  este egală cu diferența între tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ . Raportul curenților prin  $Q_1$  și  $Q_2$  este stabilit de raportul dintre  $R_2$  și  $R_1$ . Un neajuns al acestei referințe este dat de faptul că valoarea curentului  $I_1$ , derivat de la sursa de alimentare, variază o dată cu variațiile tensiunii de alimentare. Schema unei referințe îmbunătățite este prezentată în fig. 4.49c. Presupunând a priori că există un punct de funcționare stabil observăm că, deoarece tensiunea diferențială la intrarea amplificatorului operațional este nulă, căderile de tensiune pe rezistoarele  $R_1$  sunt egale. Deci cei doi curenți  $I_1$  și  $I_2$  se vor afla într-un raport determinat de raportul rezistențelor  $R_2$  și  $R_1$ . Dacă se neglijează curenții de bază acești doi curenți rezultă egali cu curenții de colector ai tranzistoarelor conectate ca diodă  $Q_2$  și  $Q_1$ ; diferența între tensiunile lor bază-emitor

$$\Delta V_{BE} = V_T \ln \frac{I_1 I_{S2}}{I_2 I_{S1}} = V_T \ln \frac{R_2 I_{S2}}{R_1 I_{S1}} . \quad (4.220)$$

apare pe  $R_3$ . Deoarece prin  $R_2$  și  $R_3$  curge același curent, căderea de tensiune pe  $R_2$  va fi

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_3} \Delta V_{BE} = \frac{R_2}{R_3} V_T \ln \frac{R_2 I_{S2}}{R_1 I_{S1}} . \quad (4.221)$$

Se observă că această relație indică o dependență proporțională cu temperatura a celor doi curenți  $I_1$  și  $I_2$ , dacă rezistențele au un coeficient de temperatură nul. Deci, în cazul acestei referințe  $\alpha = 1$ .

Tensiunea de la ieșire este dată de suma dintre căderea de tensiune pe rezistorul  $R_1$  (egală cu aceea pe  $R_2$ , calculată mai înainte) și tensiunea pe tranzistorul  $Q_1$ :

$$V_{out} = V_{BE1} + \frac{R_2}{R_3} V_T \ln \frac{R_2 I_{S2}}{R_1 I_{S1}} = V_{BE1} + K V_T . \quad (4.222)$$

Circuitul se comportă deci ca o referință de bandă interzisă cu valoarea  $K$  determinată de rapoartele  $R_2/R_1$ ,  $R_2/R_3$  și  $I_{S2}/I_{S1}$ .

Circuite de polarizare care utilizează o referință „bandă interzisă” pot fi implementate și în tehnologia CMOS<sup>10</sup>. O versiune de mare performanță, în care se folosesc surse de curent cascodă pentru îmbunătățirea rejecției sursei de alimentare, este prezentată în fig. 4.50. Curentul dependent de  $V_T$  al tranzistorului  $M_8$  produce pe rezistorul  $xR$  o cădere de tensiune dependentă de  $V_T$ .

Prin alegerea potrivită a raportului  $x$  se obține tensiunea de tip bandă interzisă  $V_o$ . Dacă se dorește se poate obține și un curent independent de temperatură prin alegerea raportului  $x$  astfel încât coeficientul de temperatură al tensiunii  $V_o$  să compenseze coeficientul de temperatură al rezistorului  $R_2$ .

#### A4.4 POLARIZARE LA CURENȚI MICI

De multe ori se dorește o polarizare a etajelor unui circuit integrat la curenți foarte mici (de ordinul nA). Sursa Widlar descrisă în Secțiunea 4.2.2 permite obținerea de curenți având valori în gama  $\mu A$  folosind valori moderate de rezistență.

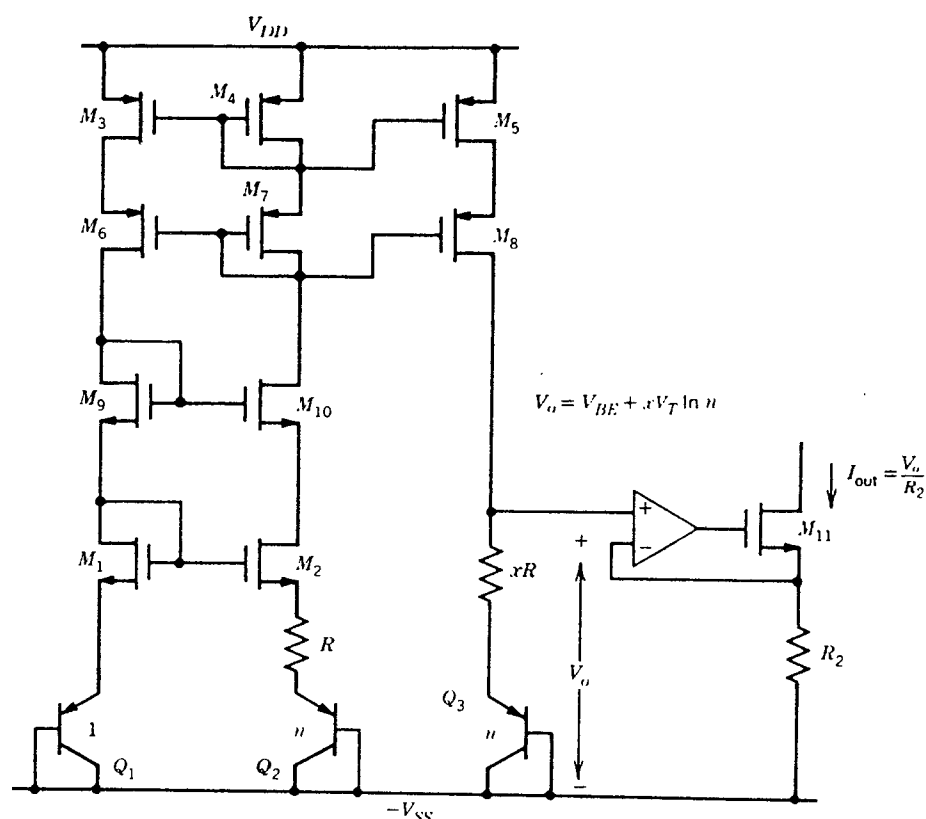


Fig. 4.50 Exemplu de circuit cu autopolarizare cu referință  $V_{BE}$  realizat într-un proces CMOS.

Pentru obținerea unor valori de curent și mai mici sunt necesare tehnici de circuit noi. Un circuit care realizează acest obiectiv<sup>11,12,13</sup> este prezentat în fig. 4.51. Neglijând curenții de bază se poate scrie

$$V_{BE1} - I_{C1}R = V_{BE2} \quad (4.223)$$

sau

$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} = I_{C1}R. \quad (4.224)$$

Presupunând că tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$  sunt identice se obține:

$$I_{out} = I_{C2} = I_{ref} e^{-I_{ref}R/V_T}. \quad (4.225)$$

Luând, de exemplu,  $I_{ref} = 10 \mu A$  și  $R = 12 k\Omega$  din (4.225) se găsește  $I_{out} = 100 nA$ . Rezultă deci că se pot obține curenți foarte mici folosind rezistoare de valori relativ mici. De observat — în conformitate cu (4.225) — că în

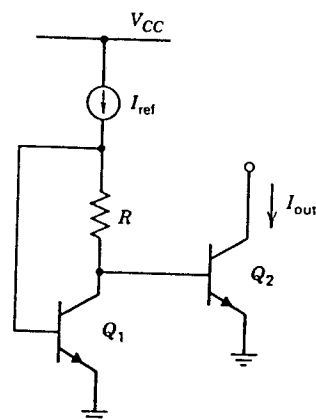


Fig. 4.51 Circuit de polarizare la curenți mici.

cazul în care  $I_{ref}$  este proporțional cu  $V_T$  și  $I_{out}$  rezultă proporțional cu  $V_T$ . Circuitul Widlar cu autopolarizare din fig. 4.42 poate fi utilizat avantajos pentru obținerea curentului  $I_{ref}$  din fig. 4.51, caz în care curentul  $I_{out}$  rezultă proporțional cu  $V_T$ .

## PROBLEME

**NOTĂ:** Pentru toate problemele se vor utiliza parametrii corespunzători tranzistorului de tensiune mare din fig. 2.30 și fig. 2.35, dacă nu se specifică altfel. Se va lua  $r_b=0$  și  $r_\mu=\infty$ . Se va presupune că toate tranzistoarele lucrează în regiunea activă directă. În calculele de polarizare se vor neglija curenții de bază.

- 4.1 Să se determine curentul de ieșire și rezistența de ieșire a sursei de curent bipolare din fig. 4.52. Să se calculeze valoarea curentului de ieșire pentru următoarele valori ale tensiunii  $V_o$ : 1 V, 5 V și 30 V.

- 4.2 Să se proiecteze o sursă de curent simplă MOS de tipul prezentat în fig. 4.5 care să satisfacă următoarele cerințe:

(a) Tranzistorul trebuie să funcționeze în regiunea de saturație până la o valoare minimă a tensiunii  $V_{out}$  de 0,4 V (față de masă);

(b) Valoarea curentului de ieșire trebuie să fie de 50  $\mu A$ ;

(c) Pentru o variație a tensiunii de ieșire de 1 V variația curentului de ieșire trebuie să fie mai mică decât 1%.

Tranzistoarele  $M_1$  și  $M_2$  se vor face identice. Aria totală trebuie adusă la minimum respectând condițiile enunțate. Aria tranzistorului va fi considerată egală cu aria totală a grilei (produsul  $W \times L$ ). Se va presupune că  $X_d=1 \mu m$ ,  $dX_d/dV_{DS}=0,1 \mu m/V$ ; celelalte date despre tranzistor se vor lua din Tabelul 2.1.

- 4.3 Să se proiecteze, utilizând tranzistoare *npn*, o sursă de curent Widlar cu un curent de ieșire de 5  $\mu A$ . Se va presupune că  $V_{CC}=30 V$  și că rezistorul care fixează curentul de referință este de 30 k $\Omega$ . Să se calculeze valoarea rezistenței de ieșire.
- 4.4 În cursul proiectării unei surse de curent Widlar care trebuie să asigure o valoare specificată a curentului de ieșire este necesar să se determine valorile a două rezistoare. Unul din rezistoare,  $R_1$ , stabilește mărimea curentului  $I_{ref}$ , iar celălalt, rezistorul din emitor  $R_2$ , mărimea curentului  $I_o$ . Presupunând o tensiune de alimentare  $V_{CC}$  și o valoare dorită a curentului de ieșire  $I_o$ , să se determine valorile celor două rezistoare  $R_1$  și  $R_2$  astfel încât valoarea totală de rezistență din circuit să fie minimă. Răspunsul constă în expresiile pentru rezistoarele  $R_1$ ,  $R_2$  în funcție de tensiunea sursei de alimentare  $V_{CC}$  și de curentul de ieșire  $I_o$ . Ce valori se vor obține pentru cazul din Problema 4.3? Sunt aceste valori practice?

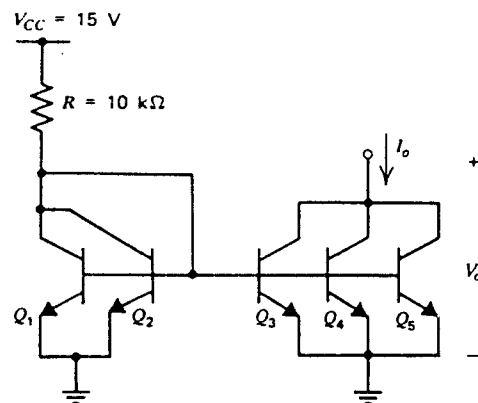


Fig. 4.52 Circuitul pentru Problema 4.1.

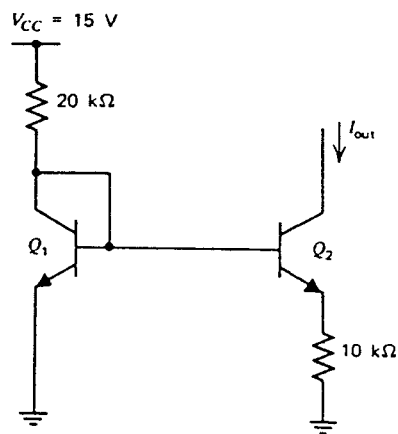


Fig. 4.53 Circuitul pentru Problema 4.5.

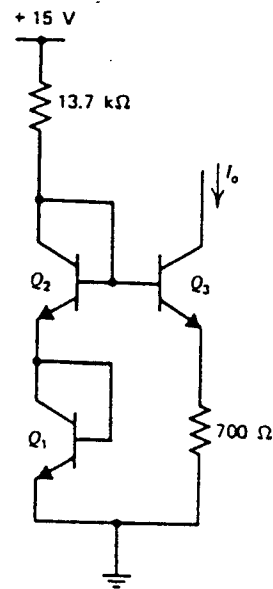


Fig. 4.54 Circuitul pentru Problema 4.6.

4.5 Să se determine valoarea curentului de ieșire pentru circuitul din fig. 4.53.

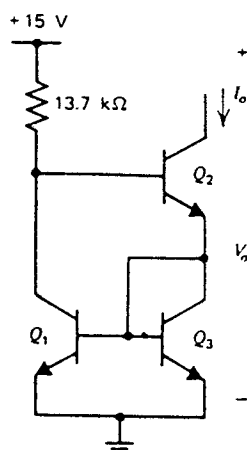


Fig. 4.55 Circuitul pentru Problema 4.6.

4.6 Să se determine valoarea curentului de ieșire și a rezistenței de ieșire pentru circuitul din fig. 4.54.

4.7 Pentru sursa de curent Wilson din fig. 4.55 să se calculeze, folosind circuitul echivalent de semnal mic, rezistența de ieșire. Care este variația procentuală a curentului  $I_o$  pentru o variație de 5% a tensiunii  $V_o$ ? Rezultatele calculelor se vor verifica prin simulare cu SPICE folosind modelul complet de tranzistor. Folosind SPICE se va determina sensibilitatea față de  $\beta$  a curentului  $I_o$ , calculându-i valoarea care se obține prin micșorarea lui  $\beta$  cu 50% și se va trasa grafic caracteristica de semnal mare  $I_o - V_o$ , pentru  $V_o$  variind de la 0 la 15 V.

4.8 Să se calculeze rezistența de ieșire și tensiunea echivalentă în gol a circuitului din fig. 4.10 presupunând că  $I_{ref} = 100 \mu A$  și că dimensiunile pe mască ale tranzistorului sunt  $100 \mu m / 8 \mu m$ . Se vor folosi parametrii de proces din Tabelul 2.1; pentru toate tranzistoarele  $X_d = 1 \mu m$  și  $dX_d/dV_{DS} = 0,1 \mu m/V$ . Rezultatele calculelor se vor verifica prin simulare cu SPICE.

Folosind SPICE se va trasa grafic caracteristica  $I_{out} - V_{out}$  pentru  $V_{out}$  variind de la 0 la 5 V. Utilizând datele din Secțiunea 1.11 se va recalcula valoarea rezistenței de ieșire pentru  $V_{out} = 3 V$  și 5 V ținând cont de efectul curentului de substrat.

4.9 Să se repete Problema 4.2 modificând punctul (c) astfel: pentru o variație a tensiunii de ieșire variația curentului de ieșire trebuie să fie mai mică de 0,02%. Se poate utiliza un circuit ca acela din fig. 4.12b. Toate tranzistoarele cu excepția lui  $M_4$  se vor

face identice. Folosind SPICE se va verifica proiectarea și se va trasa grafic caracteristica  $I_{out}-V_{out}$  pentru  $V_{out}$  variind de la 0 la 5 V.

- 4.10 Să se determine expresia analitică a rezistenței de ieșire la semnal mic,  $R_o$ , pentru sursa de curent cascodă bipolară din fig. 4.9. Se va arăta că rezistența de ieșire tinde spre  $\beta_o r_o/2$  pentru valori mari ale rezistorului  $R_1$ . Se va calcula  $R_o$  pentru  $V_{CC}=5$  V și  $R_1=10$  k $\Omega$ . Se va estima valoarea tensiunii de ieșire de la care  $R_o$  începe să scadă substanțial. Rezultatele calculelor se vor verifica cu SPICE. Folosind SPICE se va determina sensibilitatea față de  $\beta$  a lui  $I_{out}$ , calculându-i valoarea care se obține prin micșorarea lui  $\beta$  cu 50% și se va trasa grafic caracteristica de semnal mare  $I_{out}-V_{out}$ .
- 4.11 O pereche de surse de curent trebuie proiectată astfel încât valorile curenților de ieșire să se împerecheze în  $\pm 1\%$ . Dacă în cazul cel mai nefavorabil rezistoarele au o neîmperechere de  $\pm 0,5\%$ , iar tensiunile  $V_{BE}$  ale tranzistoarelor o neîmperechere de 2 mV, ce valoare trebuie să aibă căderea de tensiune pe rezistoarele din emitor?
- 4.12 Pentru circuitul din fig. 4.56 să se determine valoarea sensibilității  $S=(V_{CC}/I_o)(\partial I_o/\partial V_{CC})$  a curentului de ieșire față de tensiunea de alimentare.
- 4.13 Să se determine valorile rezistoarelor  $R_1$ ,  $R_2$  și  $R_3$  din circuitul din fig. 4.57 astfel încât curentul  $I_o$  să aibă o valoare de 1 mA și coeficientul de temperatură  $CT_R$  nul. Rezistoarele  $R_2$  și  $R_3$  se vor alege astfel încât valoarea curentului  $I_x$  să fie de 50  $\mu$ A, deci o fracțiune neglijabilă din curentul de ieșire. Se vor neglija curenții de bază. Se va presupune că tensiunea Zener este de 6,2 V și că
- $$\partial V_Z/\partial T = +2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C},$$
- $$(1/R)(\partial R/\partial T) = +2000 \text{ ppm}/^\circ\text{C},$$
- $$\partial V_{BE}/\partial T = -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}.$$
- 4.14 Circuitul din fig. 4.49c se folosește ca referință de bandă interzisă. Dacă amplificatorul operațional este ideal tensiunea sa diferențială la intrare este nulă, la fel și curenții de polarizare ai intrărilor. În aceste condiții se obține

$$V_{out} = V_{BE1} + I_1 R_1 = V_{BE1} + I_2 R_2,$$

$$V_{out} = V_{BE1} + R_2 \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_3}.$$

Se va presupune  $I_1=200$   $\mu$ A și  $(V_{BE1}-V_{BE2})=100$  mV.

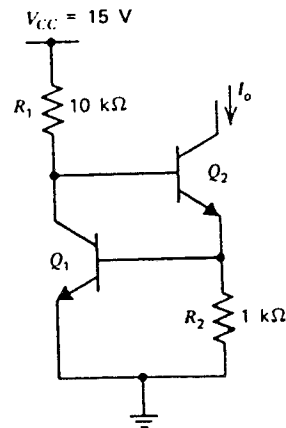


Fig. 4.56 Circuitul pentru Problema 4.12.

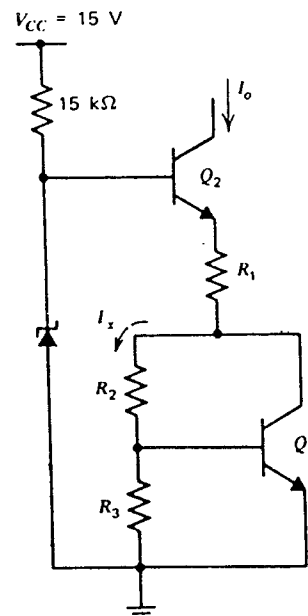


Fig. 4.57 Circuitul pentru Problema 4.13.

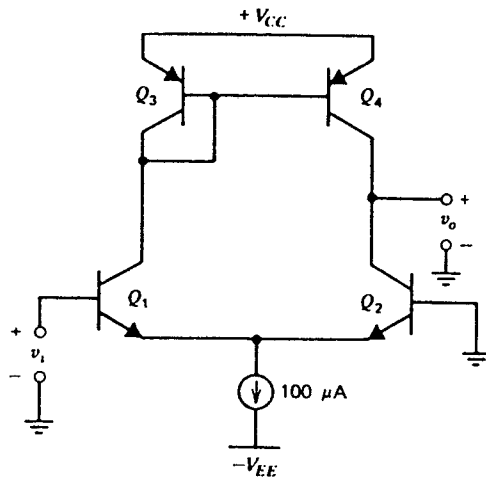


Fig. 4.58 Circuitul pentru Problema 4.18.

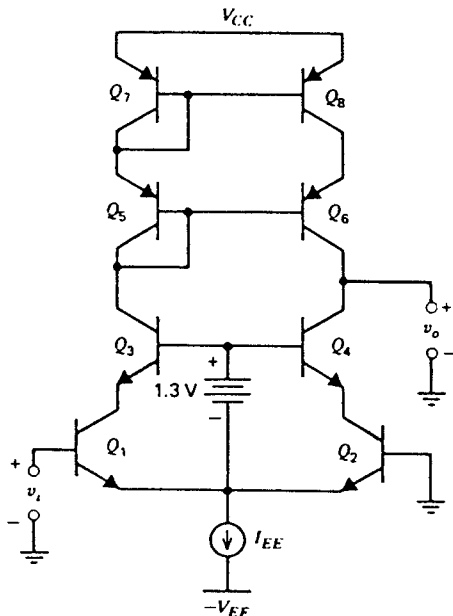


Fig. 4.59 Circuitul cu sarcină activă cascodă pentru Problema 4.20.

Să se determine  $R_1$ ,  $R_2$  și  $R_3$  astfel încât să se obțină o valoare nulă a coeficientului de temperatură,  $CT_R$ , al tensiunii de ieșire  $V_{out}$ . Se vor neglija curenții de bază.

**4.15** În analiza referinței ipotetice din fig. 4.47 curentul  $I_1$  a fost presupus constant. Vom presupune acum că acest curent este obținut prin intermediul unei rezistențe difuzate care are  $CT_R = -1500 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . Să se determine noua valoare a tensiunii de la ieșire  $V_{out}$ , pentru care se obține la  $25^\circ\text{C}$  un coeficient de temperatură  $CT_R$  nul. Se vor neglija curenții de bază.

**4.16** O referință de bandă interzisă, ca aceea din fig. 4.49, este proiectată astfel încât să aibă la  $25^\circ\text{C}$  valoarea nominală a coeficientului de temperatură,  $CT_R$  nulă. Datorită variațiilor de proces, curentul de saturație al tranzistoarelor  $I_S$  atinge dublul valorii nominale. Care este valoarea coeficientului de temperatură  $CT_R$  al tensiunii de la ieșire, la  $25^\circ\text{C}$ , în aceste condiții?

**4.17** Să se repete Problema 4.16 presupunând că  $I_S$ ,  $R_2$  și  $R_1$  au valorile nominale și că valoarea lui  $R_3$  este cu 1% mai mică. Se va lua  $V_{BE(on)} = 0,6 \text{ V}$ .

**4.18** Să se determine câștigul în tensiune în gol și rezistența de ieșire pentru circuitul din fig. 4.58. Rezultatele se vor verifica cu SPICE. Se va trasa grafic caracteristica de transfer de semnal mare pentru  $V_{CC} = 5 \text{ V}$ , folosind SPICE. De asemenea, folosind SPICE se va determina CMRR în condițiile în care  $V_{EE} = 3 \text{ V}$  și rezistența de ieșire a sursei de curent este de  $1 \text{ M}\Omega$ .

**4.19** Să se repete Problema 4.18 presupunând că în serie cu emitoarele tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$  au fost plasate rezistoare de  $2 \text{ k}\Omega$ .

**4.20** Să se determine câștigul în tensiune în gol al circuitului din fig. 4.59. Se va neglija  $r_\mu$ . Rezultatele se vor verifica cu

SPICE. Folosind SPICE se va determina sensibilitatea tensiunii  $V_o$  față de variațiile tensiunii  $V_{CC}$  în condițiile în care  $V_{CC} = 5 \text{ V}$  și valoarea de curent continuu a tensiunii  $V_o$  este de  $2 \text{ V}$ .

**4.21** Să se proiecteze un amplificator NMOS cu sursa comună cu sarcină cu canal indus astfel încât câștigul în tensiune la semnal mic să fie 20. Se vor determina lungimile

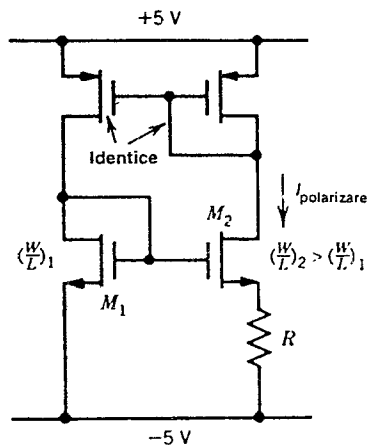


Fig. 4.60 Circuitul pentru Problema 4.24.

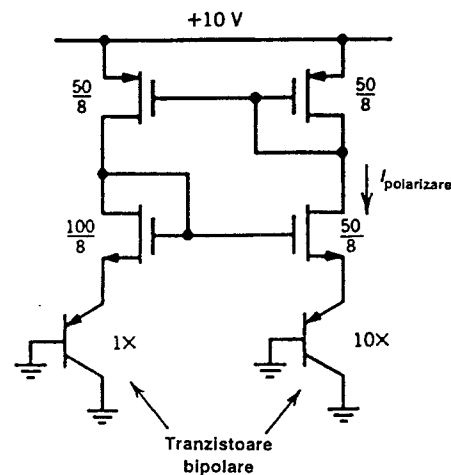


Fig. 4.61 Circuitul pentru Problema 4.25.

și lățimile pe mască optime ale celor două tranzistoare astfel încât aria întregului circuit să fie minimă. Se va considera că aria totală este egală cu suma produselor  $W \times L$  ale celor două tranzistoare. Se va presupune că  $L_d$  este de  $0,3 \mu\text{m}$  și că  $X_d$  este neglijabil de mic. De asemenea se va presupune că valoarea minimă a lungimii și lățimii pe mască este de  $6 \mu\text{m}$ . Se va neglija efectul de substrat.

- 4.22 Să se calculeze câștigul în tensiune la semnal mic al unui amplificator NMOS cu sursa comună cu sarcină cu canal inițial ținând cont de efectul de substrat și de efectul de modulare a lungimii canalului. Pentru tranzistoarele cu sursa comună dimensiunile pe mască sunt  $W=100 \mu\text{m}$ ,  $L=8 \mu\text{m}$  iar pentru tranzistoarele sarcină  $W=8 \mu\text{m}$ ,  $L=20 \mu\text{m}$ . Se va presupune că în punctul static de interes  $\chi=0,1$  pentru tranzistorul cu canal inițial și  $dX_d/dV_{DS}=0,1 \mu\text{m/V}$  pentru ambele tipuri de tranzistoare. Se va lua  $X_d=1 \mu\text{m}$ ,  $L_d=0,3 \mu\text{m}$  și  $V_{ID0}=-2,5 \text{ V}$ ; celelalte date de dispozitiv sunt date în Tabelul 2.1.
- 4.23 Să se calculeze câștigul în tensiune la semnal mic al unui amplificator NMOS având ca sarcină o sursă de curent PMOS ca în fig. 4.29. Calculele se vor face pentru  $I_{\text{ref}}=100 \mu\text{A}$ ,  $10 \mu\text{A}$  și  $1 \mu\text{A}$ . Dimensiunile fiecărui tranzistor sunt  $W=100 \mu\text{m}$  și  $L=8 \mu\text{m}$ . Se va presupune că  $X_d=1 \mu\text{m}$ ,  $L_d=0,3 \mu\text{m}$  și  $dX_d/dV_{DS}=0,1 \mu\text{m/V}$  în punctul static de interes pentru ambele tipuri de tranzistoare. Se vor folosi datele din Tabelul 2.1.
- 4.24 Să se calculeze curentul de polarizare al circuitului din fig. 4.60 în funcție de  $R$ ,  $\mu_n C_{ox}$  și de dimensiunile tranzistorului. Se va comenta comportarea cu temperatura a curentului de polarizare. Pentru simplitate se va presupune că  $L_d$  și  $X_d$  sunt neglijabile.
- 4.25 Să se determine curentul de polarizare pentru circuitul de polarizare din fig. 4.61. Se va presupune că  $L_d$  și  $X_d$  sunt nule. Se va comenta dependența de temperatură a curentului de polarizare. Pentru mobilitatea în canal și grosimea oxidului se vor folosi datele din Tabelul 2.1. Rezultatele calculelor se vor verifica prin simulare cu SPICE folosind modelul complet de tranzistor din Tabelul 2.1. Folosind SPICE se va determina sensibilitatea curentului de polarizare față de tensiunea sursei de alimentare.

- 4.26 Să se determine tensiunea de offset la intrare în cazul cel mai nefavorabil pentru circuitul din fig. 4.58. Se va presupune că în situația cea mai nefavorabilă neîmperecherea în  $I_S$  a tranzistoarelor este  $\pm 5\%$  și că  $\beta$  de *pnp* are valoarea 15. Se va lua  $V_o = V_{CC} - V_{BE(on)}$ .
- 4.27 Să se repete Problema 4.26 presupunând că în serie cu emitoarele  $Q_3$  și  $Q_4$  au fost plasate rezistoare de 2 k $\Omega$ . Se va presupune o neîmperechere a rezistoarelor de  $\pm 0,5\%$  și a câștigului în curent  $\beta$  de *pnp* de 10%.

## BIBLIOGRAFIE

1. J. Giles. *Fairchild Semiconductor Linear Integrated Circuits Applications Handbook*, Fairchild Semiconductor, 1967.
2. R.J. Widlar. "Some Circuit Design Techniques for Linear Integrated Circuits," *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol. CT-12, pp. 586—590, December 1965.
3. R.J. Widlar. "Design Techniques for Monolithic Operational Amplifiers," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-4, pp. 184—191, August 1969.
4. W. Hsu, B.J. Sheu și S. Gowda. "Design of Reliable VLSI Circuits Using Simulation Techniques," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 26, pp. 452—457, March 1991.
5. G.R. Wilson. "A Monolithic Junction FET-NPN Operational Amplifier," *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*, vol. SC-3, pp. 341—348, December 1968.
6. D. Fullagar. "A New High-Performance Monolithic Operational Amplifier," *Fairchild Semiconductor Applications Brief*, May 1968.
7. R.J. Widlar. "New Developments in IC Voltage Regulators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-6, pp. 2—7, February 1971.
8. K.E. Kuijk. "A Precision Reference Voltage Source," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-8, pp. 222—226, June 1973.
9. A.P. Brokaw, "A Simple Three-Terminal IC Bandgap Reference," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-9, pp. 388—393, December 1974.
10. B.S. Song și P.R. Gray. "A Precision Curvature-Compensated CMOS Bandgap Reference," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-18, pp. 634—643, December 1983.
11. M. Nagata. "Constant Current Source". U.S. Patent 628,228, May 6, 1971.
12. T.M. Frederiksen. "Constant Current Source," U.S. Patent 3,659,121, April 25, 1972.
13. C. Kwok. "Low-Voltage Peaking Complementary Current Generator," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-20, pp. 816—818, June 1985.



## ETAJE DE IEȘIRE

### 5.1 INTRODUCERE

Etajul de ieșire al unui amplificator trebuie să satisfacă câteva cerințe particulare. Una din cele mai importante este aceea de a transfera sarcinii o valoare specificată a puterii de semnal în condițiile realizării unui nivel acceptabil de distorsiuni ale semnalului. Alt obiectiv curent al proiectării etajului de ieșire constă în reducerea la minimum a valorii impedanței de ieșire astfel încât câștigul în tensiune să fie relativ neafectat de valoarea impedanței de sarcină. Un etaj de ieșire bine proiectat va realiza — simultan cu aceste cerințe relative la funcționare — și un consum mic de putere în absența semnalului și, în plus, nu va constitui factorul limitativ în răspunsul în frecvență al întregului amplificator.

În acest capitol se vor prezenta câteva configurații de etaje de ieșire care realizează cerințele anterioare. La început se va discuta cea mai simplă configurație de etaj de ieșire, repetorul pe emitor; va urma apoi examinarea etajelor de ieșire cu emitorul comun și cu baza comună. În final se tratează etaje de ieșire mult mai complexe în care se folosesc mai multe tranzistoare făcându-se totodată și o comparație între diversele scheme prezentate din punctul de vedere al performanțelor de putere de ieșire și al randamentului.

Tranzistoarele bipolare constituie dispozitivele preferate pentru realizarea etajelor de ieșire ca urmare a excelentei capacități de funcționare în curent. Deoarece TECMOS sunt des utilizate în etajele de ieșire CMOS în acest capitol se vor discuta și aceste circuite.

### 5.2 REPETORUL PE EMITOR CA ETAJ DE IEȘIRE

În fig. 5.1 este prezentată schema unui etaj de ieșire realizat cu un repetor pe emitor. Pentru a simplifica analiza se va presupune că sursele de alimentare pozitive și negative sunt de aceeași valoare,  $V_{CC}$ , cu toate că în practică valorile lor pot fi diferite. Atunci când tensiunea de la ieșire  $V_o$  este nulă, curentul de ieșire  $I_o$  este de asemenea nul. Tranzistorul de ieșire al repetorului pe emitor,  $Q_1$ , este polarizat în punctul static de funcționare de către sursa de curent  $Q_2$  cu un curent  $I_Q$ . Etajul de ieșire este atacat cu o tensiune  $V_i$  care are pentru  $V_o=0$  o valoare de curent continuu egală cu  $V_{be1}$ . Elementele de polarizare  $R_1$ ,  $R_3$  și  $Q_3$  pot fi identice cu acelea utilizate pentru polarizarea altor etaje ale circuitului. Deoarece, în mod obișnuit,

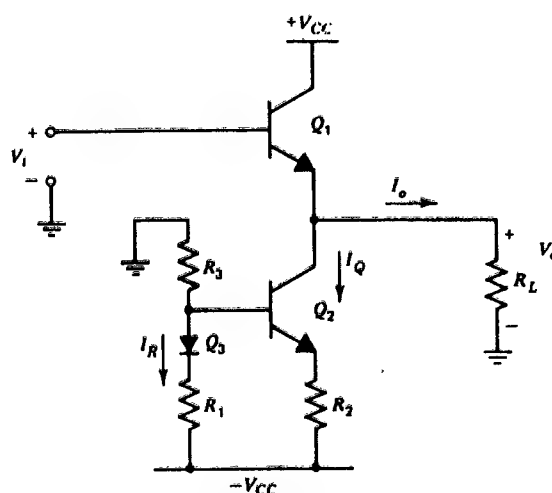


Fig. 5.1 Etaj de ieșire realizat cu un repetor pe emitor, cu sursa de curent de polarizare.

curentul din punctul static de funcționare,  $I_Q$ , prin tranzistorul  $Q_2$ , este mai mare decât curentul de referință,  $I_R$ , rezistorul  $R_2$  este de obicei mai mic ca  $R_1$  pentru a prelua diferența.

Această topologie de circuit poate fi implementată și în tehnologiile CMOS folosind o sursă de curent MOS și repetorul pe emitor bipolar disponibil în procesele CMOS standard. În cazul utilizării acestei topologii în tehnologiile MOS care folosesc substrat slab dopat trebuie ținut cont de faptul că trecerea unor curenți mari prin substrat poate iniția fenomenul de latch-up descris în *Capitolul 2*. Ca urmare contactul la substrat trebuie să fie cât mai amplu și plasat în imediata vecinătate a repetorului pe emitor pentru a colecta curentul de substrat.

### 5.2.1 Caracteristica de transfer a repetorului pe emitor

În analiza circuitului din fig. 5.1 trebuie ținut cont de faptul că fiind un etaj de ieșire, el trebuie să manipuleze semnale de amplitudine mare. Aceasta înseamnă că excursiile de curent și tensiune care rezultă în prezența semnalului pot să constituie o fracțiune importantă din valorile din punctul static de funcționare. Ca urmare, în aceste situații, analiza de semnal mic, care a fost utilizată extensiv până în acest moment, trebuie să fie folosită cu băgare de seamă. Din acest motiv vom începe prin a determina caracteristica de transfer de curent continuu a repetorului pe emitor, care permite calculul câștigului circuitului și de asemenea comunică o informație importantă asupra *liniarității* caracteristicii de transfer și deci și asupra performanțelor de *distorsiuni* ale etajului.

Să considerăm circuitul din fig. 5.1. Caracteristica de transfer la semnal mare poate fi determinată în felul următor. Evident

$$V_i = V_{be1} + V_o ; \quad (5.1)$$

în acest caz, tensiunea bază-emitor a tranzistorului  $Q_1$ ,  $V_{be1}$ , nu mai poate fi presupusă constantă, ci trebuie exprimată în funcție de curentul de colector  $I_{c1}$  al tranzistorului  $Q_1$  și de curentul său de saturație,  $I_s$ . Deci

$$V_{be1} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{c1}}{I_s} \quad (5.2)$$

dacă  $Q_1$  este în regiunea activă directă. De asemenea

$$I_{c1} = I_Q + \frac{V_o}{R_L} \quad (5.3)$$

dacă  $Q_2$  este în regiunea activă directă și  $\beta$  se presupune mare. Înlocuind (5.3) și (5.2) în (5.1) se obține

$$V_i = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_Q + \frac{V_o}{R_L}}{I_s} + V_o. \quad (5.4)$$

Ecuția 5.4 este neliniară; ea stabilește o legătură între tensiunile  $V_o$  și  $V_i$  numai dacă ambele tranzistoare  $Q_1$  și  $Q_2$  sunt în regiunea activă directă. Rezistența de sarcină  $R_L$  se presupune mică în comparație cu rezistența de ieșire a tranzistoarelor.

Caracteristica de transfer se poate trasa, folosind expresia 5.4; rezultatul este prezentat în fig. 5.2. Să presupunem mai întâi cazul în care rezistența de sarcină are o valoare  $R_{L1}$ , mare; în acest caz primul termen din partea dreaptă a relației 5.4 — care reprezintă tensiunea bază-emitor  $V_{be1}$  a tranzistorului  $Q_1$  — este relativ constant pe măsură ce tensiunea  $V_o$  se modifică. Această variație slabă se datorează faptului că, pentru  $R_L$  mare, curentul prin sarcină este mic și deci curentul prin tranzistorul  $Q_1$  este relativ constant pe măsură ce tensiunea  $V_o$  variază, tensiunea  $V_{be1}$  fiind și ea relativ constantă. Rezultă că, pentru  $R_L = R_{L1}$ , caracteristica de transfer este practic o linie dreaptă cu o pantă egală cu unitatea, trasată de-a lungul axei  $V_i$  cu  $V_{BE1}$ , valoarea din punctul static de funcționare a tensiunii  $V_{be1}$ . Această regiune aproape liniară există numai dacă ambele tranzistoare  $Q_1$  și  $Q_2$  sunt în regiunea activă directă. Odată ce tensiunea  $V_i$  atinge valori pozitive sau negative mari unul sau altul din tranzistoare se saturează, iar caracteristica de transfer își schimbă brusc panta.

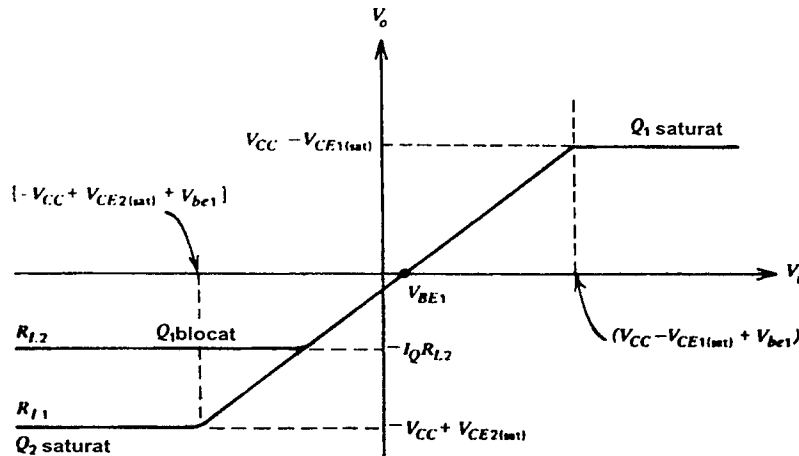


Fig. 5.2 Caracteristica de transfer a circuitului din fig. 5.1 pentru o valoare mică ( $R_{L2}$ ) și mare ( $R_{L1}$ ) a rezistenței de sarcină.

Fie o tensiune  $V_i$  mare, pozitivă. Tensiunea de la ieșire urmărește tensiunea  $V_i$  până când  $V_o = V_{CC} - V_{CE1(sat)}$ , punct în care  $Q_1$  se saturează. Joncțiunea bază-colector a tranzistorului  $Q_1$  va fi polarizată direct și din bază spre colector va curge un curent mare. În practică, rezistența de bază a tranzistorului și rezistența sursei de semnal vor limita curentul prin joncțiunea colector-bază polarizată direct împiedicând creșterea apreciabilă a potențialului bazei interne a tranzistorului. Creșterea în continuare a tensiunii  $V_i$  va produce deci o variație mică a tensiunii  $V_o$ , caracteristica saturându-se după cum se indică în fig. 5.2. Se observă că valoarea tensiunii  $V_i$  necesară pentru a-l satura pe  $Q_1$  este ușor mai mare decât tensiunea sursei de alimentare deoarece tensiunea  $V_{be1}$  este mai mare decât tensiunea de saturație  $V_{CE1(sat)}$ . În consecință în circuitele concrete tensiunea de ieșire pozitivă maximă este limitată adeseori de etajele precedente, deoarece, în mod uzual, în baza etajului final nu poate fi generată o tensiune mai mare decât  $V_{CC}$ . (Porțiunea din caracteristica de transfer care corespunde valorilor pozitive mari ale tensiunii  $V_i$  pentru care  $Q_1$  este saturat are de fapt o pantă finită dacă se ține cont de rezistența serie de colector  $r_c$  a tranzistorului  $Q_1$ . În orice caz această porțiune a caracteristicii de transfer trebuie evitată deoarece saturarea tranzistorului  $Q_1$  conduce la o reducere majoră a câștigului în putere și la o caracteristică de transfer neliniară).

Fie acum o tensiune  $V_i$  mare, negativă. Tensiunea de la ieșire urmărește tensiunea de la intrare până în momentul în care  $V_o = -V_{CC} + V_{CE2(sat)}$ , când tranzistorul  $Q_2$  se saturează. [Căderea de tensiune pe rezistorul  $R_2$  se presupune mică și se neglijează. Dacă este necesar ea poate fi „inclusă” în tensiunea de saturație  $V_{CE2(sat)}$  a tranzistorului  $Q_2$ ]. Odată cu saturarea tranzistorului  $Q_2$  în caracteristica de transfer apare o altă discontinuitate, panta scăzând brusc.

Pentru o funcționare cu distorsiuni acceptabile excursia de tensiune trebuie limitată la regiunea dintre cele două puncte de frângere ale caracteristicii de transfer. După cum s-a menționat anterior, etajul de comandă care furnizează tensiunea  $V_i$  nu poate da în mod uzual valori ale lui  $V_i$  care depășesc  $V_{CC}$  (dacă ambele etaje sunt conectate la aceeași sursă de alimentare) și ca urmare limitarea amplitudinii o va produce chiar etajul de comandă.

Să considerăm acum cazul în care  $R_L$  (vezi fig. 5.1) are o valoare relativ mică. Atunci când tensiunea  $V_o$  este mare și negativă, primul termen din (5.4) poate deveni mare. În particular, acest termen devine  $-\infty$  atunci când  $V_o$  atinge valoarea critică:

$$V_o = -I_Q R_L. \quad (5.5)$$

În această situație curentul extras de la sarcină ( $-V_o/R_L$ ) este egal cu curentul  $I_Q$  (tranzistorul  $Q_1$  se taie, lăsând tranzistorul  $Q_2$  să extragă curentul  $I_Q$  de la sarcină). Scăderea în continuare a tensiunii  $V_i$  nu mai produce nici o modificare a tensiunii  $V_o$ , caracteristica de transfer care rezultă fiind aceea notată în fig. 5.2 cu  $R_{L2}$ . Caracteristica de transfer pentru tensiuni  $V_i$  pozitive este similară cu aceea din cazul anterior, în care  $R_L$  era de valoare mică.

Pentru o valoare a rezistenței de sarcină  $R_L = R_{L2}$ , în cazul în care tensiunea  $V_i$  este o sinusoidă a cărei amplitudine depășește valoarea  $I_Q R_{L2}$ , etajul produce distorsiuni severe ale formei de undă. Fie cele două forme de undă sinusoidală din fig. 5.3a. Forma de undă 1 are o amplitudine  $V_1 < I_Q R_{L2}$ , iar forma de undă 2 o amplitudine  $V_2 > I_Q R_{L2}$ . Dacă aceste semnale sunt aplicate la intrare — împreună cu o tensiune de polarizare — în locul tensiunii  $V_i$ , la ieșire va rezulta forma de undă care este prezentată în fig. 5.3b. Pentru semnale de intrare mai mici circuitul se comportă ca un amplificator aproape liniar, ieșirea fiind aproape sinusoidală. Distorsiunea formei de undă la ieșire care este evidentă pentru semnale de intrare mai mari se denumește „limitare”. În funcționarea normală a circuitului, ca etaj de ieșire liniar, ea trebuie evitată. Pentru un curent  $I_Q$  și o rezistență  $R_L$  date, instalarea limitării determină valoarea maximă a semnalului, care mai poate fi manipulat.

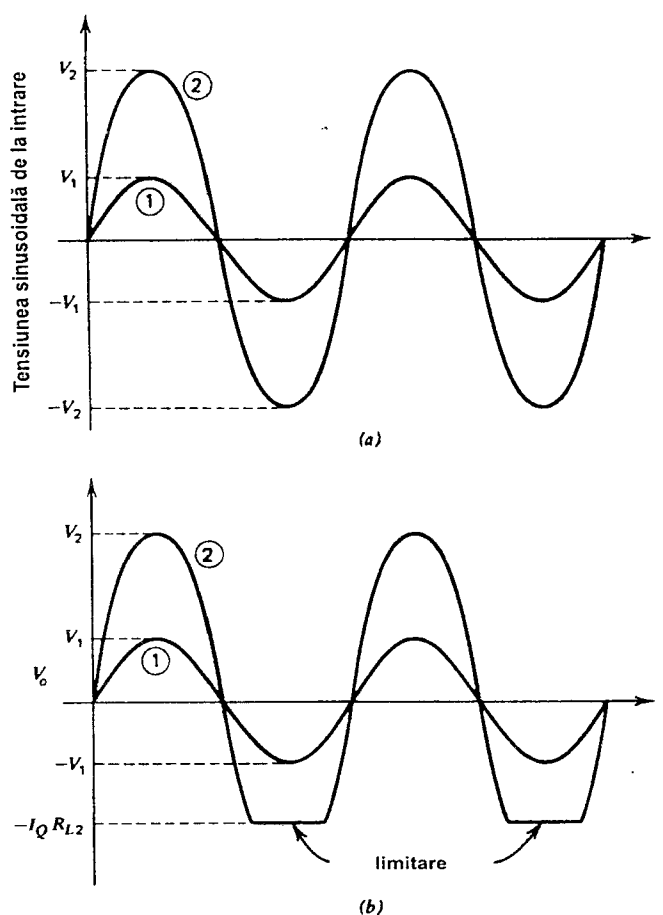


Fig. 5.3 (a) Semnalele de intrare sinusoidale aplicate circuitului din fig. 5.1. (b) Formele de undă la ieșire corespunzătoare semnalelor de intrare de la punctul (a) pentru  $R_L = R_{L2}$ .

De observat că în cazul în care  $I_Q R_L$  este mai mare decât  $V_{CC}$  este valabilă situația indicată în fig. 5.2 pentru  $R_L = R_{L1}$ ; tensiunea de la ieșire poate evolua practic între tensiunile de alimentare pozitivă și negativă înainte ca să apară distorsiuni excesive.

### 5.2.2 Puterea de ieșire și randamentul

O imagine mai cuprinzătoare asupra funcționării circuitului din fig. 5.1 se poate obține plecând de la fig. 5.4, care reprezintă planul caracteristicilor  $I_c - V_{ce}$  ale tranzistorului  $Q_1$ , în care s-au trasat trei drepte de sarcină diferite. Ecuația dreptei de sarcină rezultă din fig. 5.1:

$$V_{ce1} = V_{CC} - (I_{c1} - I_Q) R_L \quad (5.6)$$

atunci ambele tranzistoare  $Q_1$ ,  $Q_2$  sunt în regiunea activă directă.

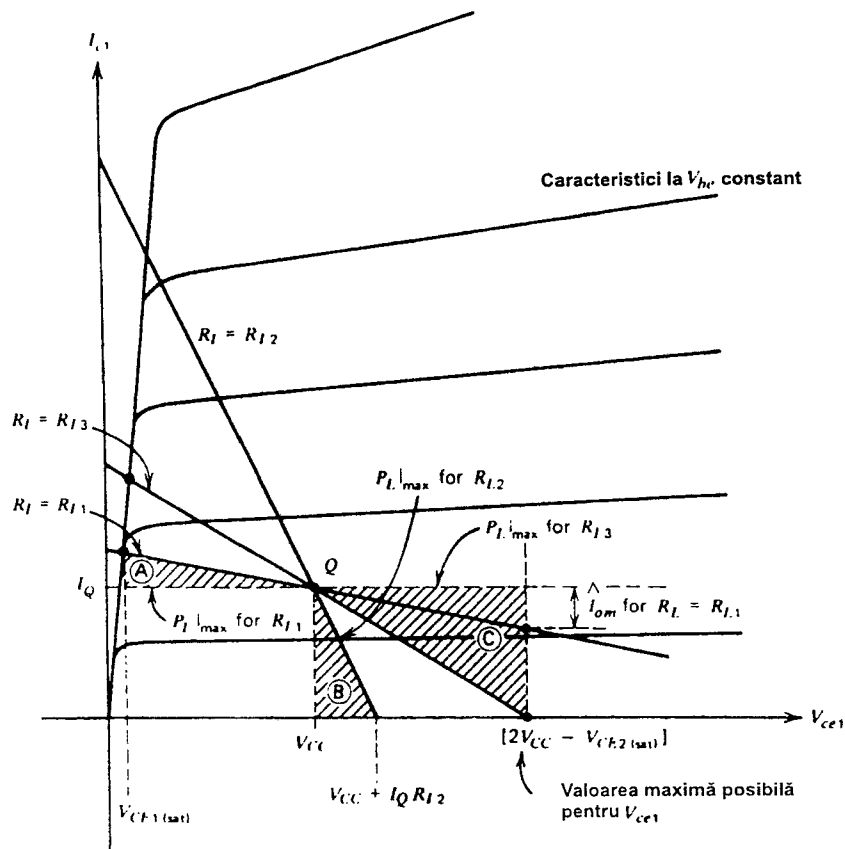


Fig. 5.4 Caracteristicile (dreptele) de sarcină în planul  $I_{c1}$ - $V_{ce1}$  pentru repetorul pe emitor  $Q_1$  din fig. 5.1.

Valorile tensiunii  $V_{ce1}$  și ale curentului  $I_{c1}$  sunt legate prin relația 5.6 pentru orice valoare a tensiunii  $V_i$ ; dreapta de sarcină include și punctul static de funcționare,  $Q$ , în care  $I_{c1} = I_Q$  și  $V_{ce1} = V_{CC}$ . Dreapta care corespunde ecuației 5.6 este reprezentată în fig. 5.4 pentru trei valori  $R_{L1}$ ,  $R_{L2}$ ,  $R_{L3}$  ale rezistenței de sarcină. La variația tensiunii  $V_i$  punctul de funcționare se mișcă în sus și în jos de-a lungul acestor drepte. Atunci când  $V_i$  crește,  $V_{ce1}$  scade, iar tranzistorul  $Q_1$  se poate satura (vezi fig. 5.2); când  $V_i$  scade,  $V_{ce1}$  crește existând în continuare două posibilități de evoluție, după cum s-a descris anterior. Dacă  $R_L$  este mare ( $R_{L1}$ ), tensiunea  $V_o$  scade, iar  $V_{ce1}$  crește până în momentul în care tranzistorul  $Q_2$  se saturează. Deci valoarea maximă posibilă pe care o poate atinge tensiunea  $V_{ce1}$  este  $2V_{CC} - V_{CE2(sat)}$ . Dacă însă  $R_L$  este mic ( $R_{L2}$ ) valoarea maximă negativă a tensiunii  $V_o$  este  $-I_Q R_{L2}$  (vezi fig. 5.2) iar valoarea maximă posibilă a tensiunii  $V_{ce1}$  este  $(V_{CC} + I_Q R_{L2})$ .

Până acum nu s-a făcut nici o mențiune asupra limitărilor de tensiune maximă ale etajului de ieșire. După cum s-a arătat în *Capitolul 1*, străpungerea în avalanșă a tranzistorului are loc pentru  $V_{ce} = BV_{CEO}$  (în configurația cu emitorul comun), acesta fiind de fapt cazul cel mai defavorabil din punctul de vedere al valorii tensiunii de străpungere. Într-o proiectare conservatoare valoarea tensiunii  $V_{ce}$  în circuitul din fig. 5.1 trebuie să fie întotdeauna mai mică decât  $BV_{CEO}$  cu o margine de siguranță convenabilă. În analiza precedentă s-a arătat că valoarea maximă pe care o poate atinge tensiunea  $V_{ce1}$  în acest circuit, pentru *orice* valoare a rezistenței

de sarcină este de aproximativ  $2V_{CC}$ ; ca urmare  $BV_{CEO}$  trebuie să fie mai mare ca această valoare.

Să considerăm acum puterile care apar în circuit. Atunci când este prezent un semnal sinusoidal, puterea disipată de diverse elemente va varia în funcție de timp. Vom fi interesați deci atât de puterea disipată *instantanee* cât și de puterea disipată *medie*. Puterea instantanee este importantă atunci când se consideră puterea disipată de tranzistor pentru cazul semnalelor de joasă frecvență sau de curent continuu. Temperatura joncțiunilor tranzistorului tinde să crească și să scadă urmărind puterea instantanee disipată de dispozitiv; ca urmare va exista o putere disipată instantanee maximă disponibilă care asigură funcționarea sigură a oricărui dispozitiv.

Nivelele de putere *medie* sunt importante deoarece, în mod uzual, puterea transmisă unei sarcini este specificată ca valoare *medie*. De asemenea, trebuie observat că în cazul în care etajul de ieșire manipulează numai semnale de frecvență înaltă temperatura joncțiunilor tranzistorului nu va avea o variație apreciabilă în timpul unei perioade a semnalului; rezultă că factorul limitativ va fi în acest caz puterea medie disipată de dispozitiv.

Să luăm în discuție puterea de semnal la ieșire care poate fi transmisă unei sarcini  $R_L$  atunci când la intrare ( $V_i$ ) se aplică un semnal *sinusoidal*. Puterea *medie* transmisă sarcinii  $R_L$  — dacă se presupune că tensiunea  $V_o$  este practic sinusoidală — va fi

$$P_L = \frac{1}{2} \hat{V}_o \hat{I}_o, \quad (5.7)$$

unde  $\hat{V}_o$  și  $\hat{I}_o$  sunt amplitudinile tensiunii sinusoidale de la ieșire și, respectiv, curentului sinusoidal de la ieșire. După cum s-a arătat mai înainte amplitudinea maximă a semnalului de ieșire care poate fi atinsă înainte de a intra în limitări depinde de valoarea rezistenței  $R_L$ . Valoarea maximă a puterii  $P_L$  care poate fi atinsă înainte de a apărea limitarea este  $P_L|_{\max}$ . În cazul semnalelor sinusoidale

$$P_L|_{\max} = \frac{1}{2} \hat{V}_{om} \hat{I}_{om}, \quad (5.7a)$$

unde  $\hat{V}_{om}$  și  $\hat{I}_{om}$  sunt valorile maxime ale mărimilor  $\hat{V}_o$  și  $\hat{I}_o$  care se pot atinge înainte de a apărea limitarea.

Să considerăm cazul în care rezistența de sarcină are o valoare mare,  $R_{L1}$ . Din fig. 5.2 și fig. 5.4 se observă că în acest caz limitarea este simetrică, deci

$$\hat{V}_{om} = V_{CC} - V_{CE(sat)}, \quad (5.8)$$

dacă se presupune că tensiunile de saturație ale tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  sunt egale. Amplitudinea curentului sinusoidal de la ieșire este, corespunzător,  $\hat{I}_{om} = \hat{V}_{om}/R_{L1}$ . Puterea medie maximă care poate fi transmisă sarcinii  $R_{L1}$  se calculează prin substituirea acestor valori în (5.7a). Valoarea acestei puteri are o interpretare geometrică directă; este aria triunghiului notat cu  $A$  în fig. 5.4 (baza triunghiului este  $\hat{V}_{om}$ , iar înălțimea sa este  $\hat{I}_{om}$ ). Pe măsură ce se mărește valoarea rezistenței de sarcină  $R_{L1}$  puterea medie maximă de ieșire care poate fi transmisă sarcinii devine din ce în ce mai mică deoarece aria triunghiului se micșorează. Valoarea maximă a amplitudinii tensiunii de la ieșire rămâne practic aceeași, dar valoarea amplitudinii curentului scade odată cu creșterea sarcinii  $R_{L1}$ .

Dacă  $R_L = R_{L2}$  (vezi fig. 5.4) excursia maximă de tensiune la ieșire, înainte de a apărea limitarea, este

$$\hat{V}_{om} = I_Q R_{L2}. \quad (5.9)$$

Corespunzător amplitudinea curentului este  $\hat{I}_{om} = I_Q$  și folosind (5.7a) rezultă că puterea medie maximă  $P_L|_{\max}$  care poate fi transmisă sarcinii este dată de aria triunghiului notat cu  $B$ , în fig. 5.4. Este clar că pe măsură ce se micșorează valoarea sarcinii  $R_{L2}$  se micșorează și puterea medie maximă care poate fi transmisă sarcinii.

Examinarea fig. 5.4 arată că puterea de ieșire a etajului atinge un maxim pentru o valoare a rezistenței de sarcină  $R_L = R_{L3}$ ; valoarea poate fi calculată din (5.6) și fig. 5.4:

$$R_{L3} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{I_Q} \quad (5.10)$$

Această dreaptă de sarcină duce la triunghiul cu aria cea mai mare ( $C$ ) deci la puterea medie de ieșire cea mai mare. În acest caz  $\hat{V}_{om} = V_{CC} - V_{CE(sat)}$ ,  $\hat{I}_{om} = I_Q$  și se obține din (5.7a):

$$P_L|_{\max} = \frac{1}{2} \hat{V}_{om} \hat{I}_{om} = \frac{1}{2} [V_{CC} - V_{CE(sat)}] I_Q \quad (5.11)$$

Pentru a calcula *randamentul (eficiența)* circuitului, trebuie să determinăm și puterea consumată de la sursa de alimentare. Curentul extras de la sursa pozitivă este egal cu curentul de colector al tranzistorului  $Q_1$ , care se presupune sinusoidal cu o valoare medie  $I_Q$ . Curentul care este absorbit de sursa negativă este constant și egal cu  $I_Q$  (se neglijează curentul de polarizare,  $I_R$ ). Deoarece tensiunile de alimentare sunt constante puterea *medie* consumată de la sursele de alimentare este constantă și independentă de prezența în circuit a semnalului sinusoidal. Puterea totală consumată de la cele două surse de alimentare este

$$P_{sursă} = 2 V_{CC} I_Q \quad (5.12)$$

*Randamentul* cu care acest circuit realizează *conversia puterii* pentru o valoare arbitrară a nivelului puterii de ieșire se definește ca raportul dintre puterea medie transmisă sarcinii și puterea consumată de la sursele de alimentare. În mod evident, pentru acest circuit randamentul crește odată cu creșterea puterii de ieșire deoarece puterea consumată de la sursele de alimentare este constantă. De asemenea, deoarece nivelul puterii de ieșire a circuitului depinde de valoarea sarcinii  $R_L$  și randamentul va depinde de  $R_L$ . Valoarea optimă a randamentului se obține pentru  $R_L = R_{L3}$  deoarece această sarcină asigură la ieșire puterea medie maximă. În general

$$\eta_c = \frac{P_L}{P_{sursă}} \quad (5.13)$$

Dacă  $R_L = R_{L3}$  și  $\hat{V}_o = \hat{V}_{om}$  atunci prin înlocuirea în (5.13) a expresiilor 5.11 și 5.12 se obține pentru valoarea maximă posibilă a randamentului următoarea relație:

$$\eta_{\max} = \frac{1}{4} \left[ 1 - \frac{V_{CE(sat)}}{V_{CC}} \right] \quad (5.14)$$

Deci, dacă  $V_{CE(sat)} \ll V_{CC}$  valoarea maximă a randamentului acestui etaj este de 25 %.

Alt aspect important al funcționării circuitului îl constituie mărimea puterii disipate de dispozitivele active. Formele de undă ale curentului și tensiunii tranzistorului  $Q_1$  pentru o excursie maximă, în cazul  $R_L = R_{L3}$ , sunt date în fig. 5.5 — presupunând pentru simplitate că  $V_{CE(sat)} \approx 0$  — împreună cu produsul lor care constituie puterea *instantanee* disipată de tranzistor. Puterea instantanee disipată de  $Q_1$  variază cu o frecvență egală cu dublul frecvenței semnalului având o valoare medie egală cu jumătate din puterea disipată în absența semnalului.



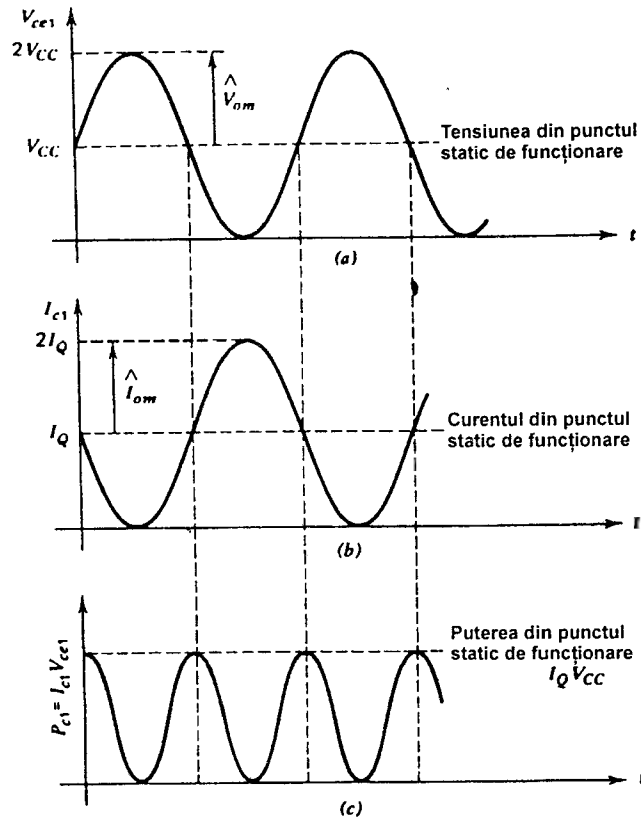


Fig. 5.5 Formele de undă pentru tranzistorul  $Q_1$ , din fig. 5.1, în cazul excursiei maxime la ieșire, pentru  $R_L = R_{L3}$ . (a) Forma de undă a tensiunii colector-emitor. (b) Forma de undă a curentului de colector. (c) Forma de undă a puterii disipate în colector.

Aceste afirmații se pot justifica analitic în felul următor. Puterea instantanee disipată de tranzistorul  $Q_1$  este

$$P_{c1} = V_{ce1} I_{c1} \quad (5.15)$$

Pentru excursia maximă, în cazul unui semnal sinusoidal,  $P_{c1}$  se poate exprima astfel (în conformitate cu notațiile din fig. 5.5):

$$\begin{aligned} P_{c1} &= V_{CC}(1 + \sin \omega t) I_Q(1 - \sin \omega t) \\ &= V_{CC} I_Q (1 - \sin^2 \omega t) \\ &= \frac{V_{CC} I_Q}{2} (1 + \cos 2\omega t) \end{aligned} \quad (5.15a)$$

Valoarea medie a puterii  $P_{c1}$  este deci  $V_{CC} I_Q / 2$ . Deci în condiții de putere maximă la ieșire puterea medie disipată în  $Q_1$  este egală cu jumătate din puterea disipată în absența semnalului. Rezultă că temperatura medie a tranzistorului, atunci când se transmite putere sarcinii  $R_L = R_{L3}$ , este mai mică decât temperatura în absența semnalului.

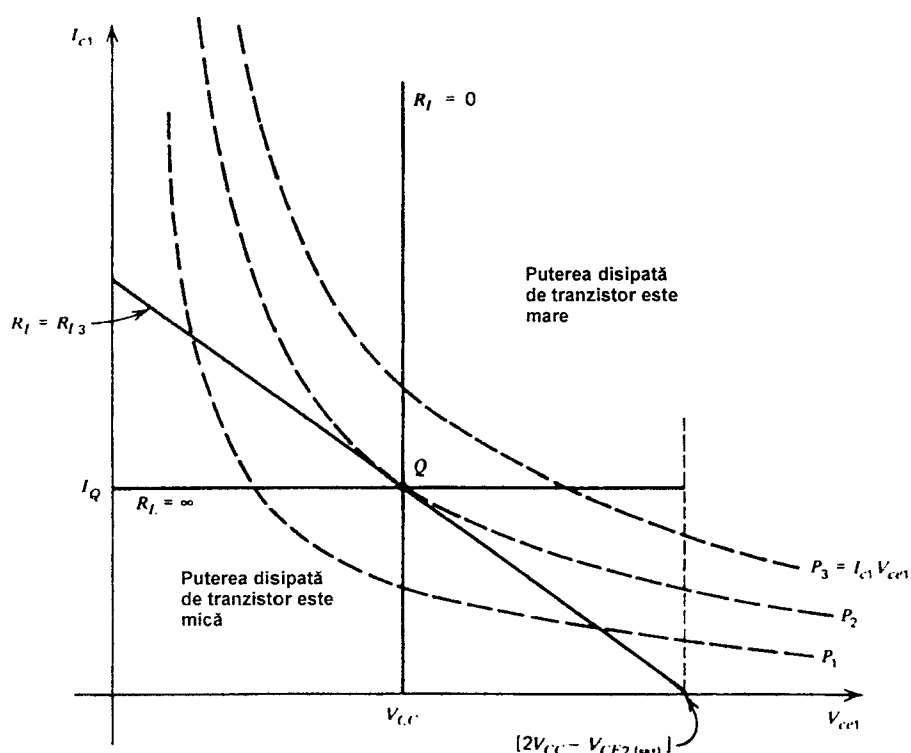


Fig. 5.6 Hiperbolele care corespund unei valori constante a puterii disipate instantanee de către tranzistor,  $P_1$ ,  $P_2$  și  $P_3$ , în planul  $I_{c1}$ - $V_{ce1}$  pentru repetorul pe emitor  $Q_1$  din fig. 5.1. Sunt incluse și dreptele de sarcină pentru  $R_L = R_{L3}$ , 0 și  $\infty$ . De observat că  $P_1 < P_2 < P_3$ .

O imagine suplimentară asupra puterii disipate de tranzistorul  $Q_1$  se poate obține prin trasarea în planul  $I_c$ - $V_{ce}$  a curbelor care corespund unei disipații constante a tranzistorului. Relația 5.15 arată că aceste curbe sunt niște hiperbole. În fig. 5.6 s-au trasat trei hiperbole corespunzătoare unor valori constante ale puterii disipate instantanee  $P_1$ ,  $P_2$  și  $P_3$  ( $P_1 < P_2 < P_3$ ). Hiperbola care corespunde valorii  $P_2$  trece prin punctul de funcționare  $Q$ ; ecuația acestei curbe rezultă din (5.15):

$$I_{c1} = \frac{P_2}{V_{ce1}} \quad (5.16)$$

Panta curbei este dată de

$$\frac{dI_{c1}}{dV_{ce1}} = -\frac{P_2}{V_{ce1}^2}$$

relație care, după înlocuirea expresiei 5.16, devine

$$\frac{dI_{c1}}{dV_{ce1}} = -\frac{I_{c1}}{V_{ce1}} \quad (5.17)$$

Valoarea pantei în punctul static de funcționare  $Q$  se obține înlocuind în (5.17)  $I_{c1}=I_Q$  și  $V_{ce1}=V_{CC}$ :

$$\left. \frac{dI_{c1}}{dV_{ce1}} \right|_Q = -\frac{I_Q}{V_{CC}}. \quad (5.18)$$

Panta dreptei de sarcină pentru  $R_L=R_{L3}$  este  $(-1/R_{L3})$ . Din (5.6) și (5.10) se obține

$$-\frac{1}{R_{L3}} \approx -\frac{I_Q}{V_{CC}}. \quad (5.19)$$

Comparând (5.18) cu (5.19) rezultă că dreapta de sarcină pentru  $R_L+R_{L3}$  este tangentă la hiperbola care trece prin punctul static de funcționare, deoarece în acest punct ambele au aceeași pantă. Acest fapt este ilustrat în fig. 5.6. Devine clar că odată ce punctul de funcționare părăsește poziția de regim static și se mișcă pe dreapta de sarcină  $R_L=R_{L3}$  puterea instantanee disipată de tranzistor *scade*, deoarece dreapta de sarcină intersectează hiperbole de putere constantă de valoare tot mai mică. Acest punct de vedere este în concordanță cu formele de undă prezentate în fig. 5.5.

În fig. 5.6. este indicată și dreapta de sarcină pentru  $R_L=\infty$  (etajul lucrează în gol). În acest caz curentul de colector al tranzistorului nu mai variază în decursul unei perioade ci este constant. Pentru valori ale tensiunii  $V_{ce1}$  mai mari decât valoarea statică puterea instantanee disipată de tranzistor crește. Valoarea maximă posibilă a tensiunii  $V_{ce1}$  este  $2V_{CC}-V_{CE2(sat)}$ , puterea instantanee maximă fiind, pentru această valoare a tensiunii, de aproximativ  $2V_{CC}I_Q$ , dacă  $V_{CE2(sat)} \ll V_{CC}$ . Disipația este deci dublă față de aceea care apare în absența semnalului  $V_{CC}I_Q$ ; acest fapt trebuie luat în considerație atunci când se impun cerințele de putere disipată pentru  $Q_1$ . Se observă că la cealaltă extremă a excursiei la ieșire în care  $V_{ce1}=0$ , puterea disipată în tranzistorul  $Q_2$  este de asemenea  $2V_{CC}I_Q$ .

O situație care este, potențial, chiar mai periculoasă poate avea loc în cazul în care sarcina este scurtcircuitată. În acest caz dreapta de sarcină este o verticală care trece prin punctul static de funcționare (vezi fig. 5.6). Pentru semnale mari la intrare curentul de colector (deci și puterea disipată de tranzistor) al tranzistorului  $Q_1$  poate deveni prea mare. Limita pe care o atinge valoarea curentului de colector este fixată de capacitatea etajului care livrează semnalul de intrare în etajul de ieșire de a furniza tranzistorului  $Q_1$  curentul de bază și de asemenea de scăderea la curenți mari a câștigului în curent,  $\beta_F$ , al lui  $Q_1$ ; în general sunt însă necesare circuite de limitare a curentului. Un exemplu de astfel de protecție este dat de *Secțiunea 5.5.6*.

Calcululele anterioare, care au utilizat hiperbolele de putere constantă și dreptele de sarcină, conduc și la următorul rezultat cu caracter general. Din examinarea fig. 5.6 rezultă evident că valoarea maximă a puterii instantanee disipată de tranzistor pentru  $R_L=R_{L3}$  are loc în punctul static de funcționare  $Q$  (deoarece  $P_1 < P_2 < P_3$ ). Dacă  $V_{CE(sat)} \ll V_{CC}$  acest punct împarte dreapta de sarcină în *două părți egale* (evident se consideră că dreapta de sarcină se extinde numai în primul cadran). Din (5.17) se poate deduce că *orice* dreaptă de sarcină este tangentă la hiperbola de putere constantă într-un punct care împarte dreapta de sarcină în două părți egale. Rezultă că punctul de la mijlocul *oricărei* drepte de sarcină este punctul în care puterea instantanee disipată de tranzistor este maximă. De exemplu, în fig. 5.4 pentru  $R_L=R_{L2}$  valoarea maximă a puterii instantanee disipată de tranzistor se obține în punctul din mijlocul dreptei de sarcină, punct în care  $V_{ce1} = \frac{1}{2}(V_{CC} + I_Q R_{L2})$ .

Un etaj de ieșire — de tipul aceluia descris în această secțiune — în care tranzistorul de ieșire conduce întotdeauna un curent apreciabil se numește etaj de ieșire în *clasă A*. Acest tip de funcționare se poate realiza conectând tranzistorul în diferite configurații, având însă întotdeauna un randament maxim de 25%.

În final, trebuie arătat că în această discuție s-a presupus că repetorul pe emitor are în emitor o sursă de curent,  $I_Q$ , utilizată ca element de polarizare. În practică această situație poate fi realizată direct, în mod aproximativ, prin utilizarea unui rezistor conectat la sursa de alimentare negativă, fapt care duce la unele abateri față de rezultatele obținute anterior. În particular se reduce puterea de ieșire disponibilă.

### ■ EXEMPLU

Un etaj de ieșire ca acela din fig. 5.1 are următorii parametri:  $V_{CC}=10\text{ V}$ ,  $R_3=5\text{ k}\Omega$ ,  $R_1=R_2=0$ ,  $V_{CE(sat)}=0,2\text{ V}$ ,  $R_L=1\text{ k}\Omega$ .

(a) Să se calculeze puterea medie de ieșire maximă care poate fi transmisă sarcinii  $R_L$  înainte de a apărea limitarea și randamentul corespunzător. Care este randamentul maxim posibil de realizat cu acest etaj și ce valoare  $R_L$  este necesară pentru a-l obține? Se va presupune că semnalele sunt sinusoidale.

(b) Să se calculeze disipația de putere instantanee maximă posibilă în tranzistorul  $Q_1$ , în cazul în care  $\hat{V}_{om}=1,5\text{ V}$  și semnalul de la ieșire este sinusoidal.

Soluția se obține în modul următor.

(a) Se calculează mai întâi curentul din punctul static de funcționare:

$$I_Q = I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE3}}{R_3} = \frac{10 - 0,7}{5} \text{ mA} = 1,86 \text{ mA} .$$

Produsul  $I_Q R_L$  va avea valoarea:

$$I_Q R_L = 1,86 \times 1 = 1,86 \text{ V} .$$

Deoarece  $I_Q R_L$  este mai mic decât  $V_{CC}$  excursia maximă la ieșire pentru un semnal sinusoidal va fi de 1,86 V, valoare impusă de limitarea tensiunii de ieșire în semialternanța negativă. Această situație corespunde cazului din fig. 5.4 în care  $R_L=R_{L2}$ . Deci excursia maximă a tensiunii de ieșire este  $\hat{V}_{om}=1,86\text{ V}$ , iar a curentului de ieșire  $\hat{I}_{om}=I_Q=1,86\text{ mA}$ . Puterea medie maximă de ieșire care se poate obține de la circuit în cazul semnalelor sinusoidale se poate calcula din (5.7a):

$$P_L|_{\max} = \frac{1}{2} \hat{V}_{om} \hat{I}_{om} = \frac{1}{2} \times 1,86 \times 1,86 \text{ mW} = 1,73 \text{ mW} .$$

În conformitate cu (5.12) puterea consumată de la sursele de alimentare va fi:

$$P_{\text{sursă}} = 2 V_{CC} I_Q = 2 \times 10 \times 1,86 \text{ mW} = 37,2 \text{ mW} .$$

Randamentul circuitului pentru puterea de ieșire calculată anterior se determină din (5.13):

$$\eta_c = \frac{P_L|_{\max}}{P_{\text{sursă}}} = \frac{1,73}{37,2} = 0,047 .$$

O valoare de 4,7% a randamentului este într-adevăr mică fiind datorată limitării care apare în semialternanța negativă.

Randamentul maxim posibil, realizabil cu acest etaj, se obține pentru o valoare a rezistenței de sarcină  $R_L = R_{L3}$  (vezi fig. 5.4), dată de (5.10):

$$R_{L3} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{I_Q} = \frac{10 - 0,2}{1,86} \text{ k}\Omega = 5,27 \text{ k}\Omega .$$

Puterea medie maximă care poate fi transferată sarcinii în acest caz înainte de a apărea limitarea, se găsește din (5.11):

$$P_L|_{\max} = \frac{1}{2} [V_{CC} - V_{CE(sat)}] I_Q = \frac{1}{2} (10 - 0,2) \times 1,86 \text{ mW} = 9,11 \text{ mW} .$$

Valoarea corespunzătoare a randamentului se obține din (5.14):

$$\eta_{\max} = \frac{1}{4} \left[ 1 - \frac{V_{CE(sat)}}{V_{CC}} \right] = \frac{1}{4} \left[ 1 - \frac{0,2}{10} \right] = 0,245 ,$$

valoare care este apropiată de maximumul teoretic de 25%.

(b) Disipația instantanee maximă posibilă în tranzistorul  $Q_1$  are loc în punctul corespunzător mijlocului dreptei de sarcină. Din fig. 5.4, pentru dreapta de sarcină care corespunde cazului  $R_L = R_{L2}$  se obține

$$V_{ce1} = \frac{1}{2} (V_{CC} + I_Q R_L) = \frac{1}{2} (10 + 1,86) = 5,93 \text{ V} .$$

Valoarea corespunzătoare a curentului de colector prin  $Q_1$  este

$$I_{c1} = \frac{5,93}{R_L} = 5,93 \text{ mA} ,$$

deoarece

$$R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

Deci disipația instantanee maximă posibilă în tranzistorul  $Q_1$  este

$$P_{c1} = I_{c1} V_{ce1} = 35,2 \text{ mW} .$$

Se observă că această disipație are loc pentru  $V_{ce1} = 5,93 \text{ V}$ , care corespunde unei excursii la ieșire în afara limitelor de funcționare liniară a circuitului. Limitarea se instalează în excursia negativă de la ieșire, îndată ce — în conformitate cu cele calculate la punctul (a) — amplitudinea tensiunii de la ieșire atinge 1,86 V. Această situație poate apărea cu ușurință dacă circuitul este supracomandat de un semnal de intrare mare.

Disipația de putere *medie* în tranzistorul  $Q_1$  se poate calcula observând că — pentru semnale sinusoidale — puterea medie consumată de la cele două surse de alimentare este constantă și independentă de prezența semnalului. Deoarece puterea livrată circuitului de sursele de alimentare este constantă, puterea medie *totală* disipată de tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$  și sarcina  $R_L$  trebuie să fie constantă și independentă de prezența semnalului sinusoidal. Puterea medie disipată de tranzistorul  $Q_2$  este constantă deoarece curentul  $I_Q$  este constant. Ca urmare puterea medie disipată de tranzistorul  $Q_1$  și de  $R_L$  este constantă. Deci, odată cu creșterea lui  $\hat{V}_{om}$ , puterea medie disipată de tranzistorul  $Q_1$  scade cu aceeași cantitate cu care *crește* puterea medie disipată în rezistorul  $R_L$ .

Fără semnal de intrare puterea disipată de tranzistorul  $Q_1$  este

$$P_{CQ} = V_{CC} I_Q = 10 \times 1,86 \text{ mW} = 18,6 \text{ mW} .$$

Pentru  $\hat{V}_o = 1,5 \text{ V}$  puterea medie transferată sarcinii este

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{2,25}{1} \text{ mW} = 1,13 \text{ mW} .$$

Rezultă puterea *medie* disipată în  $Q_1$  atunci când  $\hat{V}_o = 1,5 \text{ V}$ , semnalele fiind sinusoidale:

$$P_{\text{medie}} = P_{CQ} - P_L = 17,5 \text{ mW} .$$

### 5.2.3 Cerințe relative la comanda repetorului pe emitor

Calcululele anterioare s-au referit la funcționarea etajului de ieșire de tip repetor pe emitor, în cazul în care este comandat la intrare de o tensiune sinusoidală. Etajul care precede etajul de ieșire se numește etaj de comandă\*.

În practică acest etaj poate introduce în funcționarea circuitului limitări suplimentare: de exemplu, s-a arătat că pentru a comanda tensiunea de ieșire,  $V_o$ , a repetorului pe emitor la valoarea sa pozitivă maximă, este necesară o tensiune ușor mai mare decât tensiunea de alimentare. Deoarece, în majoritatea cazurilor, etajul de comandă este conectat la aceeași sursă de alimentare ca și etajul de ieșire, el nu poate produce tensiuni mai mari decât tensiunea de alimentare ceea ce reduce, în mod suplimentar, excursia de tensiune posibilă la ieșire.

Aceste limitări își au sursa în faptul că repetorul pe emitor are un câștig în tensiune unitar, fiind deci necesar ca etajul de comandă să aibă aceeași excursie de tensiune ca și ieșirea. Totuși etajul de comandă este un etaj de *putere mult mai mică* decât etajul de ieșire deoarece curentul pe care trebuie să îl livreze este curentul de bază al repetorului pe emitor, care este  $1/\beta$  din curentul de ieșire. Ca urmare curentul din punctul static de funcționare al etajului de comandă poate să fie mult mai mic decât acela al etajului de ieșire, iar pentru dispozitivul care realizează etajul de comandă se poate folosi o geometrie mai mică. Cu toate că repetorul pe emitor are un câștig în tensiune unitar el realizează un *câștig de putere* substanțial, fapt care constituie o cerință care se impune oricărui etaj de ieșire.

### 5.2.4 Proprietăți de semnal mic ale repetorului pe emitor

În fig. 5.7 se prezintă un circuit echivalent, simplificat, de semnal mic pentru repetorul pe emitor din fig. 5.1. După cum se va arăta în *Capitolul 7*, repetorul pe emitor este un circuit de bandă extrem de largă, constituind foarte rar cauza unei limitări de frecvență în

\* În literatura de limbă română se utilizează uneori și denumirea (preluată direct din limba engleză) de "driver" (n.t.).

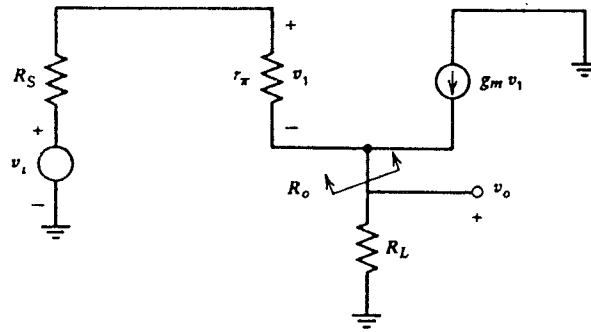


Fig. 5.7 Circuitul echivalent de semnal mic și la joasă frecvență pentru repetorul pe emitor din fig. 5.1.

ceea ce privește câștigul de semnal mic al unui amplificator. Deci circuitul echivalent din fig. 5.7 va fi utilizabil într-o bandă largă de frecvențe. Analiza circuitului conduce la următoarele expresii aproximative pentru câștigul în tensiune  $A_v$  și pentru rezistența de ieșire  $R_o$ :

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \approx \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{g_m} + \frac{R_S}{\beta_0}} \quad (5.20)$$

$$R_o = \frac{1}{g_m} + \frac{R_S}{\beta_0} \quad (5.21)$$

valabile pentru

$$\beta_0 \gg 1.$$

Mărimile  $A_v$  și  $R_o$  sunt de semnal mic, dar deoarece panta  $g_m$  depinde de curentul  $I_C$  din punctul static de funcționare, ele depind de  $I_C$ . Deoarece repetorul pe emitor este discutat aici din punctul de vedere al utilizării sale ca etaj de ieșire, excursia de semnal poate să fie mare iar (5.20) și (5.21) trebuie aplicate cu prudență. Totuși pentru o excursie de valoare mică spre moderată, aceste relații se pot utiliza pentru estimarea câștigului mediu și a rezistenței de ieșire ale etajului dacă pentru parametrii tranzistorului se utilizează valorile din punctul static de funcționare. Expresia 5.20 se poate utiliza de asemenea pentru estimarea neliniarității etajului, observând că ea oferă *valoarea incrementală a pantei* caracteristicii de semnal mare din fig. 5.2, în orice punct al ei. Evaluarea valorii pantei incrementale la extremele excursiei de semnal permite estimarea gradului de curbare a caracteristicii, după cum se va ilustra în exemplul următor.

## EXEMPLU

Să se calculeze panta incrementală a caracteristicii de transfer a circuitului din fig. 5.1 în punctul static de funcționare și la extremele excursiei de semnal, pentru o tensiune de ieșire sinusoidală având o valoare de vârf de 0,6 V. Se vor folosi datele din exemplul precedent și se va presupune că  $R_S = 0$ .

Câștigul de semnal mic, pentru  $R_S=0$ , se obține din (5.20):

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \approx \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{g_m}} \quad (5.22)$$

Deoarece  $I_Q=1,86$  mA,  $1/g_m=14$   $\Omega$ , valoarea câștigului în tensiune în punctul static de funcționare este

$$A_{vQ} = \frac{1000}{1000 + 14} = 0,9862 .$$

Excursia de tensiune la ieșire este de 0,6 V; ca urmare excursia de curent este

$$\hat{I}_o = \frac{\hat{V}_o}{R_L} = \frac{0,6}{1000} = 0,6 \text{ mA} .$$

Deci pentru vârful pozitiv al semnalului curentul de colector al tranzistorului va avea valoarea:

$$I_Q + \hat{I}_o = 1,86 + 0,6 = 2,46 \text{ mA} .$$

Pentru această valoare a curentului  $1/g_m=10,6$   $\Omega$ , iar valoarea de semnal mic a câștigului în tensiune care se obține din (5.22) este:

$$A_v' = \frac{1000}{1010,6} = 0,9895 .$$

Se observă că rezultă o creștere de 0,3% față de valoarea din punctul static de funcționare. Pentru vârful negativ al semnalului curentul de colector al tranzistorului are valoarea

$$I_Q - \hat{I}_o = 1,86 - 0,6 = 1,26 \text{ mA} .$$

La acest curent  $1/g_m=20,6$   $\Omega$ , iar valoarea de semnal mic a câștigului în tensiune care se obține din (5.22) este

$$A_v'' = \frac{1000}{1020,6} = 0,9798 .$$

valoare care corespunde unei scăderi de 0,7% față de valoarea din punctul static de funcționare.

De observat variația extrem de mică a valorii câștigului de semnal mic al circuitului cu toate că amplitudinea de semnal a curentului de colector este de o treime din valoarea curentului din punctul static de funcționare. Rezultă concluzia că acest circuit are un grad mare de liniaritate.

### 5.3 ETAJUL DE IEȘIRE CU EMITORUL COMUN

În proiectarea de circuite integrate etajele de ieșire cu emitorul comun nu sunt utilizate tot atât de mult ca acelea cu repetoare pe emitor, deoarece etajele realizate cu repetoare pe emitor oferă în general caracteristici superioare (rezistență de ieșire și distorsiuni mai mici). Etajele cu emitorul comun sunt totuși de interes deoarece datorită câștigului lor mare sunt utilizate deseori ca etaje de comandă pentru etajele de ieșire.



### 5.3.1 Caracteristica de transfer a etajului cu emitorul comun

Schema unui etaj de ieșire cu emitorul comun este prezentată în fig. 5.8. Pentru comoditate tensiunea de intrare se aplică între baza tranzistorului  $Q_1$  și sursa negativă de alimentare. Tranzistorul sursă de curent  $Q_2$  stabilește un curent  $I_Q$ ; ajustând tensiunea  $V_i$  astfel încât în punctul static de funcționare  $V_o = I_o = 0$ , curentul din punctul static de funcționare prin tranzistorul  $Q_1$  va fi de asemenea  $I_Q$ . De observat că sarcina,  $R_L$ , este alimentată de o sursă de impedanță mare (colectorul tranzistorului  $Q_1$ ). În consecință valoarea câștigului în tensiune va depinde în mod direct de  $R_L$  (se presupune că  $R_L$  este mult mai mic decât  $r_o$  a tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ ). Caracteristica de transfer de semnal mare a circuitului se obține plecând de la schema din fig. 5.8. Evident

$$I_o = I_Q - I_{c1}, \quad (5.23)$$

unde  $I_{c1}$  este curentul de colector al tranzistorului  $Q_1$ . De asemenea este valabilă relația

$$I_o = \frac{V_o}{R_L}. \quad (5.24)$$

Înlocuind (5.24) și (5.2) în relația 5.23 se obține

$$V_o = -R_L \left[ I_s \exp \frac{V_i}{V_T} - I_Q \right] \quad (5.25)$$

unde

$$V_T = \frac{kT}{q}. \quad (5.26)$$

Caracteristica de transfer,  $V_o(V_i)$ , trasată în conformitate cu (5.25), este reprezentată grafic în fig. 5.9. Între această caracteristică și aceea determinată în secțiunea anterioară pentru repetorul pe emitor există deosebiri importante. În primul rând, expresia 5.25 care descrie caracteristica de transfer arată că ea este în esență o simplă exponențială; ca urmare pentru o excursie de tensiune și pentru o sarcină  $R_L$  date, caracteristica va fi *mult mai curbată* producându-se deci *distorsiuni* mai mari decât în cazul repetorului pe emitor. Cu toate acestea excursia de tensiune de la intrare necesară pentru obținerea excursiei maxime a tensiunii de la ieșire are o valoare tipică de câteva zeci de mV, sau mai puțin, mult mai mică decât aceea din cazul repetorului pe emitor.

Ca și în cazul repetorului pe emitor limitele caracteristicii de transfer depind de valoarea sarcinii  $R_L$ . În cazul unei sarcini de valoare mare ( $R_{L1}$ , în fig. 5.9) odată cu scăderea tensiunii  $V_i$ , tensiunea  $V_o$  crește până în momentul în care sursa de curent  $Q_2$  se saturează.

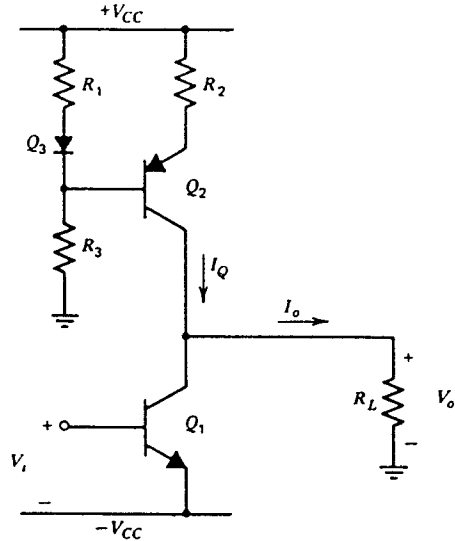


Fig. 5.8 Etaj de ieșire cu emitorul comun în clasă A.

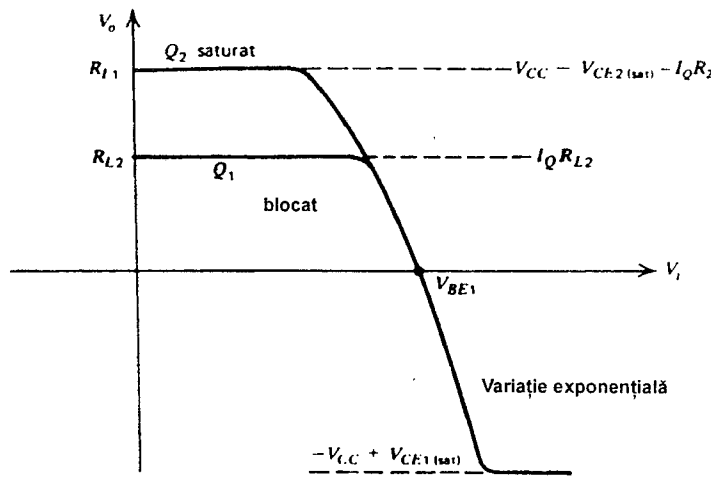


Fig. 5.9 Caracteristica de transfer a circuitului din fig. 5.8 pentru o valoare mică ( $R_{L2}$ ) și mare ( $R_{L1}$ ) a rezistenței de sarcină.

Dacă sarcina  $R_L$  este mică ( $R_{L2}$ , în fig. 5.9) valoarea maximă pe care o poate atinge tensiunea  $V_o$  se obține din (5.25) — pentru cazul tensiunilor de intrare  $V_i$  mari și negative:

$$V_o = I_Q R_{L2} . \quad (5.27)$$

Dacă această valoare este mai mică decât  $V_{CC} - V_{CE(sat)}$  excursia pozitivă a tensiunii de la ieșire se reduce. Cu tranzistorul  $Q_1$  tăiat, tranzistorul  $Q_2$  va livra curentul  $I_Q$  spre sarcină.

Pentru ambele valori ale sarcinii  $R_L$  la creșterea tensiunii  $V_i$  curentul prin tranzistorul  $Q_1$  crește și face ca valoarea tensiunii  $V_o$  să se apropie de valoarea sursei negative de alimentare, până în momentul în care  $Q_1$  se saturează; în acest moment  $V_o = -V_{CC} + V_{CE(sat)}$ . Este evident că există și posibilitatea de limitare a semnalului de ieșire (pentru o sarcină de valoare mică), situația fiind similară cu aceea prezentată în fig. 5.3 pentru repetorul pe emitor. În acest caz, limitarea tinde să apară mai întâi în partea pozitivă a excursiei tensiunii de la ieșire. De observat că, eventual, limitarea poate avea loc pe ambele alternanțe ale semnalului dacă excursia de tensiune de la intrare este suficient de mare.

### 5.3.2 Puterea de ieșire și randamentul

Ecuția dreptei de sarcină pentru circuitul din fig. 5.8 este

$$V_{ce1} = V_{CC} - (I_{c1} - I_Q) R_L , \quad (5.28)$$

identică cu (5.6) de la repetorul pe emitor. Rezultă că dreptele de sarcină din fig. 5.4 se aplică la fel și pentru etajul cu emitorul comun. În consecință toate rezultatele referitoare la puterea de ieșire și la randament, deduse pentru repetorul pe emitor se aplică la fel și pentru etajul cu emitorul comun. În particular randamentul maxim posibil pentru un etaj cu emitorul comun în clasă A este de 25%, iar tensiunea de străpungere a tranzistorului  $BV_{CEO}$  trebuie să fie pentru acest circuit mai mare decât  $2V_{CC}$ .

### 5.3.3 Distorsiuni în etajul cu emitorul comun

Funcția de transfer (5.25) a etajului cu emitorul comun care oferă o exprimare explicită a dependenței tensiunii  $V_o$  în funcție de tensiunea  $V_i$ . Acest fapt face ca în cazul acestui circuit, calculul direct al distorsiunilor să fie mult mai simplu decât în cazul repetorului pe emitor, pentru care caracteristica de transfer (5.4) exprimă pe  $V_o$  în funcție de  $V_i$  în mod implicit. În continuare utilizând ca exemplu etajul cu emitorul comun se va ilustra modul de calcul al distorsiunilor semnalului pentru cazul unei caracteristici de transfer neliniare.

Dacă tensiunea de semnal la intrare este  $V_s$ , atunci

$$V_s = V_i - V_{BE1}, \quad (5.29)$$

unde  $V_{BE1}$  este tensiunea din punctul static. Înlocuind (5.29) în (5.25) se obține

$$V_o = -R_L \left[ I_s \exp \frac{V_s + V_{BE1}}{V_T} - I_Q \right].$$

deci

$$V_o = -R_L \left[ I_s \exp \frac{V_{BE1}}{V_T} \exp \frac{V_s}{V_T} - I_Q \right]. \quad (5.30)$$

Dar, deoarece

$$I_Q = I_s \exp \frac{V_{BE1}}{V_T} \quad (5.31)$$

rezultă, după înlocuirea relației 5.31 în (5.30)

$$V_o = -R_L I_Q \left[ \exp \frac{V_s}{V_T} - 1 \right]. \quad (5.32)$$

Prin dezvoltarea în serie de puteri a termenului exponențial din (5.32) se obține

$$V_o = -R_L I_Q \left[ \frac{V_s}{V_T} + \frac{1}{2} \left( \frac{V_s}{V_T} \right)^2 + \frac{1}{6} \left( \frac{V_s}{V_T} \right)^3 + \dots \right] = \quad (5.33)$$

$$= a_1 V_s + a_2 V_s^2 + a_3 V_s^3 + \dots \quad (5.34)$$

unde

$$a_1 = -\frac{R_L I_Q}{V_T}, \quad (5.35)$$

$$a_2 = -\frac{R_L I_Q}{2 V_T^2}, \quad (5.36)$$

$$a_3 = -\frac{R_L I_Q}{6 V_T^3}. \quad (5.37)$$

Expresia 5.33 permite calculul distorsiunilor în cazul etajului cu emitorul comun.

Pentru valori ale semnalului care satisfac inegalitatea  $V_s/V_T \ll 1$  primul termen din dezvoltare este dominant, circuitul fiind în esență liniar. Pe măsură ce  $V_s$  devine comparabilă cu  $V_T$ , termenii care conțin  $V_s^2$  și  $V_s^3$  devin semnificativi, generându-se astfel termeni suplimentari care duc la distorsiuni. O metodă de uz curent pentru descrierea neliniarității unui amplificator o constituie specificarea *distorsiunilor armonice* definite pentru un semnal sinusoidal aplicat la intrarea amplificatorului. Fie, deci,

$$V_s = \hat{V}_s \sin \omega t. \quad (5.38)$$

Înlocuind (5.38) în (5.34) se obține

$$\begin{aligned} V_o &= a_1 \hat{V}_s \sin \omega t + a_2 \hat{V}_s^2 \sin^2 \omega t + a_3 \hat{V}_s^3 \sin^3 \omega t + \dots \\ &= a_1 \hat{V}_s \sin \omega t + \frac{a_2 \hat{V}_s^2}{2} (1 - \cos 2\omega t) + \frac{a_3 \hat{V}_s^3}{4} (3 \sin \omega t - \sin 3\omega t) + \dots \end{aligned} \quad (5.39)$$

Expresia 5.39 arată că tensiunea de la ieșire conține componente cu pulsația egală cu aceea a fundamentalei,  $\omega$  (pulsația semnalului de la intrare), și cu armonicile ei  $2\omega$ ,  $3\omega$  etc. Ultimii termeni reprezintă *componentele de distorsiuni* care nu sunt prezente în semnalul de la intrare.

Distorsiunea de armonica a doua  $HD_2$  se definește ca raportul dintre amplitudinea componentei cu pulsația  $2\omega$  și amplitudinea fundamentalei, de pulsație  $\omega$ , din semnalul de la ieșire. Pentru cazul distorsiunilor mici termenul  $\frac{3}{4} a_3 \hat{V}_s^3 \sin \omega t$  din (5.39) este mic în comparație cu  $a_1 \hat{V}_s \sin \omega t$ , amplitudinea fundamentalei fiind deci aproximativ egală cu  $a_1 \hat{V}_s$ , iar termenii de ordin superior din (5.39) se pot neglija, obținându-se:

$$HD_2 = \frac{a_2 \hat{V}_s^2}{2} \frac{1}{a_1 \hat{V}_s} = \frac{1}{2} \frac{a_2}{a_1} \hat{V}_s. \quad (5.40)$$

De observat că în cadrul presupunerilor făcute  $HD_2$  variază *liniar* cu nivelul semnalului,  $V_s$ . Valoarea distorsiunii de armonica a doua se poate exprima în funcție de parametrii cunoscuți prin înlocuirea expresiilor 5.35 și 5.36 în (5.40):

$$HD_2 = \frac{1}{4} \frac{\hat{V}_s}{V_T}. \quad (5.41)$$

Acest rezultat important pune în evidență faptul că distorsiunea de armonica a doua pentru orice tranzistor bipolar comandat în tensiune, la joasă frecvență, depinde numai de valoarea normată a tensiunii de la intrare. Expresia 5.41 arată că o valoare de 10% ( $HD_2=0,1$ ) pentru distorsiunea de armonica a doua se obține pentru  $\hat{V}_s = 0,1 \times 4 \times 26 \text{ mV} \approx 10 \text{ mV}$ .

Distorsiunea de armonica a treia,  $HD_3$ , se definește ca raportul dintre amplitudinea componentei cu pulsația  $3\omega$  și amplitudinea fundamentalei din semnalul de la ieșire. Presupunând că distorsiunile sunt mici din (5.39) se obține:

$$HD_3 = \frac{a_3 \hat{V}_s^3}{4} \frac{1}{a_1 \hat{V}_s} = \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1} \hat{V}_s^2. \quad (5.42)$$

În limitele presupunerii făcute,  $HD_3$  variază cu *pătratul* amplitudinii semnalului.

Valoarea distorsiunii de armonica a treia se poate exprima în funcție de parametrii cunoscuți prin înlocuirea relațiilor 5.35 și 5.37 în (5.40):

$$HD_3 = \frac{1}{24} \left( \frac{\hat{V}_s}{V_T} \right)^2. \quad (5.43)$$

Rezultă că și  $HD_3$  depinde de valoarea normalată a amplitudinii semnalului de la intrare. Pentru  $\hat{V}_s = 10 \text{ mV}$  rezultă  $HD_3 = 0,62\%$ .

Expresiile 5.42 și 5.43 pot fi utilizate pentru calculul distorsiunilor armonice în orice etaj cu emitorul comun, comandat de o sursă de tensiune (se presupune că nu se intră în saturație). Prezența unei rezistențe a sursei de semnal de valoare finită schimbă însă situația; în cazul extrem în care comanda tranzistorului  $Q_1$  se face în curent distorsiunile vor fi date de variația câștigului în curent  $\beta_F$  în funcție de  $I_C$ . Distorsiunile care se obțin în acest caz sunt în mod obișnuit mult mai mici decât celea create de caracteristica exponențială.

De observat că în tratarea anterioară s-a neglijat efectul rezistenței de ieșire a tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ , neglijare valabilă doar pentru valori mici și moderate ale sarcinii  $R_L$ .

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze distorsiunea de armonica a doua și a treia pentru circuitul din fig. 5.8 pentru o tensiune de ieșire sinusoidală cu valoarea de vârf  $\hat{V}_o = 0,6 \text{ V}$ . Se va presupune  $I_Q = 1,86 \text{ mA}$ ,  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  la fel ca în exemplul anterior de la repetorul pe emitor.

Deoarece (5.41) și (5.43) sunt exprimate în funcție de tensiunea de la intrare, trebuie estimată valoarea tensiunii  $\hat{V}_s$  care corespunde tensiunii  $\hat{V}_o = 0,6 \text{ V}$ . Amintindu-ne că analiza anterioară este valabilă numai pentru distorsiuni mici rezultă că vom putea estima valoarea  $\hat{V}_s$  utilizând rezultatele obținute prin analiza de semnal mic.

Câștigul de semnal mic al circuitului din fig. 5.8 este dat de

$$A_v = g_{m1} R_L = \frac{q I_C}{k T} R_L. \quad (5.44)$$

În punctul static de funcționare câștigul are valoarea

$$A_{v,Q} = \frac{1,86}{26} \times 1000 = 70,6.$$

deci

$$\hat{V}_s = \frac{\hat{V}_o}{70,6} = \frac{600}{70,6} \text{ mV} = 8,5 \text{ mV}.$$

Se observă că această valoare este mult mai mică, pentru aceeași valoare a tensiunii de la ieșire, decât aceea de la repetorul de emitor. Înlocuind  $\hat{V}_s$  în (5.41) și (5.43) se obține:

$$DH_2 = \frac{1}{4} \frac{8,5}{26} = 0,082,$$

$$DH_3 = \frac{1}{24} \left( \frac{8,5}{26} \right)^2 = 0,0045.$$

Deci distorsiunea de armonica a doua este de 8,2% iar cea de armonica a treia de 0,45%.

Comparația cu repetorul pe emitor se poate face prin calcularea variației câștigului de semnal mic al circuitului la extremele excursiei de semnal. În punctul static de funcționare valoarea câștigului - calculată mai înainte - este de 70,6. Deoarece valoarea de vârf a tensiunii de la ieșire este de 0,6 V, iar sarcina  $R_L$  este de 1 k $\Omega$  rezultă că valoarea de vârf a curentului de ieșire este  $\hat{I}_o = 0,6$  mA. Deci, pentru valoarea extremă pozitivă a semnalului curentul de colector este

$$I_Q + \hat{I}_o = (1,86 + 0,6) \text{ mA} = 2,46 \text{ mA}.$$

La această valoare a curentului, pentru câștigul de semnal mic se obține în conformitate cu expresia 5.44

$$A_v' = \frac{2,46}{26} \times 1000 = 94,6$$

ceea ce reprezintă o creștere de 34 % față de valoarea corespunzătoare din punctul static de funcționare.

Pentru valoarea extremă negativă a semnalului, curentul de colector este

$$I_Q - \hat{I}_o = (1,86 - 0,6) \text{ mA} = 1,26 \text{ mA}.$$

La această valoare a curentului, pentru câștigul de semnal mic se obține

$$A_v'' = \frac{1,26}{26} \times 1000 = 48,5$$

ceea ce reprezintă o scădere de 31 % față de valoarea corespunzătoare din punctul static de funcționare.

Se observă că variația câștigului de semnal mic în cazul repetorului pe emitor este de aproximativ 60 de ori mai mică decât în cazul etajului cu emitorul comun, pentru aceeași valoare a amplitudinii semnalului de la ieșire. Corespunzător acestui fapt, după cum arată unele calcule suplimentare, și distorsiunile pentru repetorul pe emitor vor fi de, aproximativ, 1/60 din distorsiunile pentru circuitul cu emitorul comun.

## 5.4 ETAJUL DE IEȘIRE CU BAZA COMUNĂ

Configurația cu baza comună este utilizată ca etaj de ieșire numai în unele situații speciale. Dezavantajul său este dat de valoarea apropiată de unitate a câștigului în curent: ca urmare curentul furnizat de etajul de comandă trebuie să fie egal cu curentul etajului de ieșire. Etajul oferă totuși un câștig de tensiune (deci și un câștig de putere, deoarece câștigul în curent este unitar) ca urmare excursia de tensiune a etajului de comandă este mai mică decât aceea a etajului de ieșire. Avantajul principal al etajului cu baza comună este dat de faptul că în această configurație tensiunea de străpungere a tranzistorului este  $BV_{CBO}$ , mai mare decât tensiunea de străpungere a altor configurații (în mod tipic cu un factor de 2). Un alt avantaj (care se va discuta ulterior în *Capitolul 7*) este acela că etajul cu baza comună are o funcționare bună la frecvențe înalte chiar pentru impedențe de sarcină relativ mari.

O aplicație care cere caracteristicile enumerate mai înainte corespunde cazului amplificatorului de deviație pe verticală al unui osciloscop, amplificator în care sunt importante și funcționarea la frecvență înaltă și excursia mare de tensiune. În fig. 5.10 se prezintă schema de principiu a unui etaj de ieșire al unui amplificator de deviație pe verticală, monolitic.

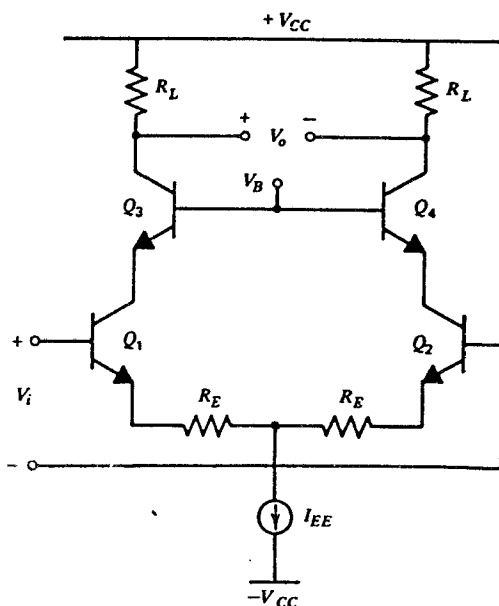


Fig. 5.10 Etaj de ieșire în clasă A, care utilizează la ieșire tranzistoare cu baza comună.

fig. 5.10. Tranzistoarele de ieșire cu baza comună,  $Q_3$  și  $Q_4$ , comandă o sarcină simetrică,  $R_L$ . Etajul de comandă, constituit de perechea cu emitorul comun  $Q_1$  și  $Q_2$  manipulează același curent ca și etajul de ieșire. Tensiunea mare de străpungere a tranzistoarelor cu baza comună din ieșire permite ca tensiunea de polarizare colector-bază să aibă valori în comparație cu acelea întâlnite în etajele de ieșire discutate anterior; ca urmare va fi mai mare și excursia de tensiune la ieșire care se obține înainte de a apărea limitarea.

În această configurație etajele cu baza comună sunt alimentate în curent; contribuția lor la distorsiuni va fi neînsemnată deoarece câștigul în curent  $\alpha_F$  este apropiat de unitate și practic independent de polarizare. Sursa majoră de distorsiuni o constituie etajele de comandă, cu emitorul comun. Pentru a liniariza caracteristica de transfer a etajului de comandă s-au inclus în emitoare rezistențe de degenerare (vezi Capitolul 3).

Dacă se neglijează puterea disipată de etajul de comandă, se poate arăta că randamentul maxim al etajului de ieșire cu baza comună, în clasă A este de 25%, la fel ca și în cazul configurațiilor cu emitorul comun și repetor pe emitor. Etajul cu baza comună, la fel ca și etajul cu emitorul comun, are o impedanță de ieșire mare, cu excepția cazului în care valoarea îi este modificată prin folosirea reacției negative.

## 5.5 ETAJE DE IEȘIRE ÎN CLASĂ B (ÎN CONTRATIMP)<sup>2,3</sup>

Etajele de ieșire în clasă A au un dezavantaj major dat de faptul că are loc o disipație mare de putere chiar și în absența semnalului de curent alternativ de la intrare. În multe aplicații ale amplificatoarelor de putere circuitul poate funcționa pentru intervale mari de timp în condiții de așteptare, fără semnal la intrare sau cu semnale de intrare intermitente ca, de

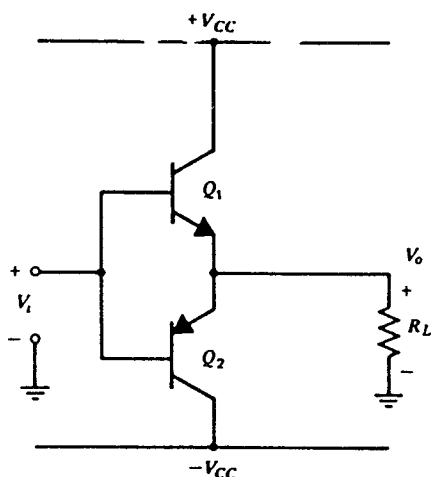


Fig. 5.11 Etaj de ieșire simplu, în clasă B, din circuitele integrate.

unul, fiecare dispozitiv conducând pe rând câte o semialternanță, fapt care explică și denumirea de etaj în contratimp\*. Etajele de ieșire în clasă B au și avantajul că randamentul lor este mult mai bun decât cel al etajelor de ieșire în clasă A: valoarea ideală, pentru o putere de ieșire maximă, este de 78,6%.

O realizare tipică de circuit integrat a unui etaj de ieșire în clasă B este prezentată în fig. 5.11. Acest circuit folosește atât tranzistoare *nnp* cât și *pnp* fiind cunoscut sub numele de etaj de ieșire *complementar*; tranzistorul *pnp* este de obicei de substrat (vertical). Se observă că tranzistoarele funcționează ca repetoare pe emitor deoarece rezistența de sarcină,  $R_L$ , este conectată în emitoarele lor.

### 5.5.1 Caracteristica de transfer a unui etaj în clasă B

Caracteristica de transfer a circuitului din fig. 5.11 este prezentată în fig. 5.12. Pentru  $V_i=0$ ,  $V_o$  este de asemenea nul, ambele tranzistoare fiind blocate, deoarece au  $V_{be}=0$ . Pe măsură ce tensiunea  $V_i$  crește spre valori pozitive crește și tensiunea bază-emitor a tranzistorului  $Q_1$ . În momentul în care se atinge valoarea  $V_{BE(on)}$  prin tranzistorul  $Q_1$  începe să treacă un curent apreciabil. În acest punct tensiunea  $V_o$  este încă aproximativ zero; orice creștere ulterioară a tensiunii  $V_i$  va determina o creștere similară a tensiunii  $V_o$  deoarece  $Q_1$  funcționează ca repetor pe emitor. De observat că  $Q_2$  este blocat cu o tensiune *inversă* pe joncțiunea bază-emitor, egală cu  $V_{BE(on)}$ . Dacă tensiunea  $V_i$  ajunge destul de mare (fiind în continuare pozitivă), tranzistorul  $Q_1$  se saturează (pentru  $V_i = V_{CC} + V_{be1} - V_{CE1(sat)}$ ), iar caracteristica de transfer devine plată la fel ca și în cazul considerat anterior al repetorului pe emitor obișnuit.

\* În românește se folosește uneori și denumirea de etaj de ieșire *push-pull* preluată din limba engleză. Acesta denumire înseamnă, într-o traducere directă, *împinge-trage*, corespunzător descrierii intuitive a ideii pe care se bazează funcționarea etajului (n.t.).

exemplu, în cazul semnalelor vocale. Puterea disipată în aceste perioade de așteptare se pierde, ceea ce este neconvenabil din două motive. În primul rând, în echipamentele alimentate de la baterii trebuie conservată puterea sursei de alimentare pentru a extinde durata de utilizare a bateriilor. În al doilea rând, orice putere care se pierde în circuit este disipată de dispozitivele active, ceea ce înseamnă funcționarea lor la temperaturi mai ridicate având deci și o probabilitate mai mare de defectare. Puterea disipată în dispozitiv îi determină și dimensiunile sale fizice, dispozitivele mai mari fiind mai scumpe din punctul de vedere al ariei de siliciu consumate. Un etaj de ieșire în clasă B rezolvă această problemă deoarece pentru o valoare nulă a semnalului de intrare puterea disipată este practic zero. Pentru furnizarea puterii sunt utilizate acum *două* dispozitive active în loc de



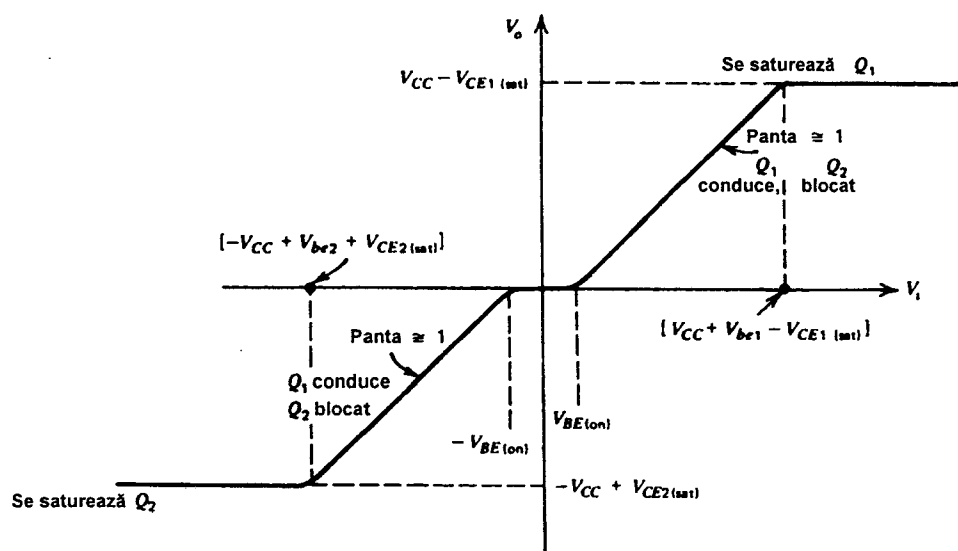


Fig. 5.12 Caracteristica de transfer a etajului de ieșire în clasă B din fig. 5.11.

Pentru valori negative ale tensiunii  $V_i$  caracteristica de transfer are o formă asemănătoare cu aceea care s-a obținut în cazul valorilor pozitive ale tensiunii  $V_i$ . De această dată funcționează ca repetor tranzistorul  $Q_2$ , dar numai pentru valori ale tensiunii  $V_i$  mai negative ca  $-V_{BE(on)}$ . În această regiune tranzistorul  $Q_1$  este menținut blocat cu o tensiune inversă pe joncțiunea bază-emitor egală cu  $V_{BE(on)}$ .

Caracteristica de transfer din fig. 5.12 pune în evidență o zonă moartă de mărime  $2V_{BE(on)}$ , centrată pe  $V_i=0$ , situație caracteristică pentru etajele în clasă B. Această zonă moartă determină apariția *distorsiunilor de racordare*\*, fapt ilustrat în fig. 5.13 în care se prezintă formele de undă de la ieșirea circuitului pentru diferite valori ale amplitudinii sinusoidale de la intrare, valori care evident depășesc  $V_{BE(on)}$ . Pe măsură ce amplitudinea semnalului de la intrare devine mai mare această sursă de distorsiuni este din ce în ce mai puțin semnificativă, zona moartă reprezentând o fracțiune tot mai mică a semnalului. Pentru valori suficient de mari ale amplitudinii semnalului de la intrare poate apărea saturația tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ , distorsiunile crescând brusc ca urmare a instalării limitării. Această comportare, caracteristică pentru un etaj în clasă B, explică de ce, de multe ori, factorul de distorsiuni este specificat atât pentru o valoare mică cât și pentru una mai mare a puterii la ieșire.

Distorsiunile de racordare pot fi reduse prin utilizarea *clasei de funcționare AB*. În această clasă de funcționare dispozitivele active se polarizează astfel încât pentru  $V_i=0$  să treacă prin fiecare un curent static mic. O astfel de polarizare se poate obține de exemplu ca în schema din fig. 5.14. Sursa de curent  $I_Q$  forțează trecerea prin diodele  $Q_3$  și  $Q_4$  a unui curent de polarizare. Deoarece aceste diode sunt conectate în paralel pe joncțiunile bază-emitor ale lui  $Q_1$  și  $Q_2$  rezultă că tranzistoarele de ieșire sunt polarizate cu un curent care este dependent de raportul ariilor tranzistoarelor  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  și  $Q_4$ . O caracteristică de transfer tipică pentru acest circuit este prezentată în fig. 5.15; se observă ca zona moartă a fost efectiv eliminată.

\* Se mai folosește și denumirea de *distorsiuni de trecere* (n.t.).

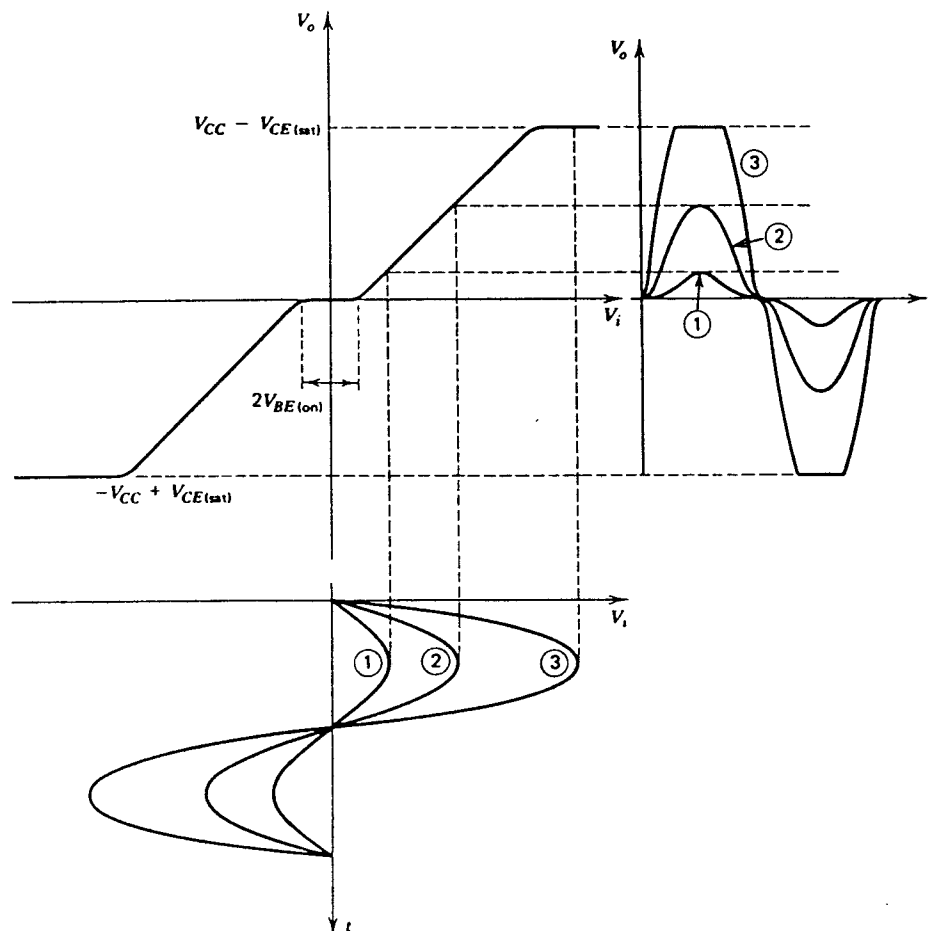


Fig. 5.13 Formele de undă la ieșire pentru diferite valori ale amplitudinii semnalului de la intrare aplicat circuitului în clasă B din fig. 5.11.

Neliniaritățile care mai rămân ca urmare a suprapunerii zonelor de conducție ale tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  pot fi reduse, după cum se arată în *Capitolul 8*, prin utilizarea unei reacții negative.

Funcționarea circuitului din fig. 5.14 este în mare măsură similară cu aceea a circuitului din fig. 5.11. Pe măsură ce tensiunea  $V_i$  evoluează spre valori negative, repetorul pe emitor  $Q_2$ , a cărui tensiune bază-emitor va crește ușor. Deoarece diodele mențin constantă tensiunea de polarizare totală de pe joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ , tensiunea bază-emitor a lui  $Q_1$  va scădea cu aceeași cantitate cu care crește tensiunea bază-emitor a lui  $Q_2$ . Deci pentru excursia negativă a tensiunii de la ieșire, tranzistorul  $Q_1$  este deschis, conducând un curent mic, fără a avea însă nici un rol în ceea ce privește furnizarea puterii la ieșire. Dacă tensiunea  $V_i$  evoluează spre valori pozitive, are loc situația inversă: tranzistorul  $Q_1$  funcționează ca repetor pe emitor, furnizând curent sarcinii  $R_L$ , iar tranzistorul  $Q_2$  conduce având un curent foarte mic. În acest caz sursa de curent  $I_Q$  furnizează curentul de bază pentru comanda tranzistorului  $Q_1$ .

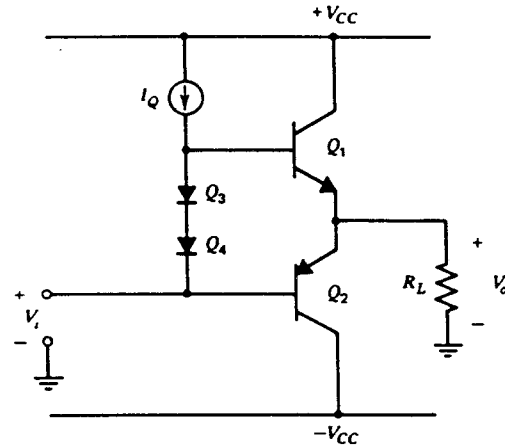


Fig. 5.14 Etaj de ieșire în clasă B, cu diode de prepolarizare, pentru reducerea distorsiunilor de trecere.

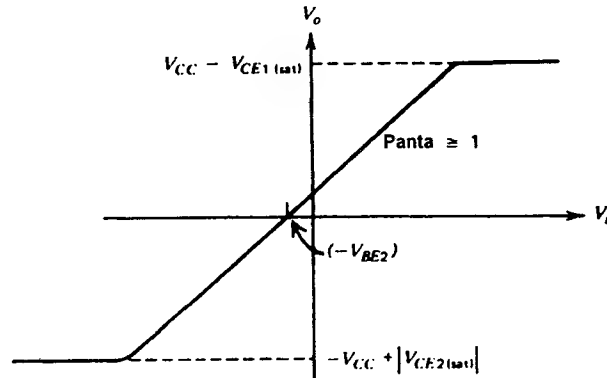


Fig. 5.15 Caracteristica de transfer a circuitului din fig. 5.14.

În discuția caracteristicilor de transfer ale circuitului din fig. 5.11 și fig. 5.14 am presupus că nu există nici o limitare asupra valorii tensiunii de la intrare,  $V_i$ . Pentru caracteristica din fig. 5.12, valoarea tensiunii  $V_i$  necesară pentru a produce saturația tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  depășește valoarea tensiunii de alimentare,  $V_{CC}$ . În mod obișnuit, la fel ca și la repetorul pe emitor descris în secțiunile anterioare, etajele de comandă nu pot furniza valori ale tensiunii  $V_i$  care să depășească  $V_{CC}$  deoarece sunt conectate la aceeași sursă de alimentare ca și etajul de ieșire. De exemplu, sursa de curent  $I_Q$  din fig. 5.14 este realizată de obicei cu un tranzistor *pnp*; ca urmare, tensiunea din baza tranzistorului  $Q_1$  nu poate depăși  $V_{CC} - V_{CE(sat)}$ , punct în care sursa de curent se saturează. În consecință, limitele pozitive și negative ale tensiunii  $V_o$  pentru care apare limitarea sunt în general ceva mai mici decât cele indicate în fig. 5.12 și 5.14, limitarea având loc în mod obișnuit în etajul de comandă. Această chestiune se va discuta mai pe larg în secțiunile următoare în care se vor considera scheme practice de etaje de ieșire.

### 5.5.2 Puterea de ieșire și randamentul unui etaj în clasă B

Modul de funcționare a unui etaj în clasă B poate fi înțeles mai bine dacă se trasează, ca în fig. 5.16, formele de undă ale curentului de colector prin cele două tranzistoare. Se observă că fiecare tranzistor conduce, timp de o jumătate de perioadă, un curent care se încheie la masă prin  $R_L$ .

Formele de undă ale curenților de colector indicate în fig. 5.16 reprezintă de asemenea și formele de undă ale curentului absorbit de la cele două surse de alimentare. Dacă se presupune că formele de unde sunt niște jumătăți de sinusoidă, atunci valoarea medie a curentului absorbit de la fiecare sursă de alimentare este

$$I_{\text{sursă}} = \frac{1}{T} \int_0^T I_c(t) dt$$

unde  $T$  este perioada semnalului de la intrare. Făcând integrala pentru forma de undă din fig. 5.16c se obține

$$I_{\text{sursă}} = \frac{1}{\pi} \hat{I}_o \Big|_{\text{vârf}} = \frac{1}{\pi} \frac{\hat{V}_o}{R_L} \quad (5.45)$$

unde  $\hat{V}_o$  și  $\hat{I}_o$  sunt amplitudinile (de la zero la vârf) ale tensiunii, respectiv ale curentului sinusoidal de la ieșire. Deoarece fiecare sursă de alimentare furnizează aceeași valoare a curentului, puterea medie totală absorbită de la cele două surse de alimentare este

$$P_{\text{sursă}} = 2 V_{CC} I_{\text{sursă}} = \quad (5.46)$$

$$= \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}}{R_L} \hat{V}_o \quad (5.47)$$

ultima expresie obținându-se prin înlocuirea expresiei 5.45 în (5.46). De observat că în cazul etajului în clasă B, puterea medie absorbită de la surse va varia odată cu nivelul semnalului, fiind direct proporțională cu  $\hat{V}_o$ .

Puterea medie furnizată sarcinii  $R_L$  este dată de

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L} \quad (5.48)$$

randamentul fiind, în conformitate cu definiția sa,

$$\eta_c = \frac{P_L}{P_{\text{sursă}}} = \frac{\pi}{4} \frac{\hat{V}_o}{V_{CC}}, \quad (5.49)$$

expresie obținută prin înlocuirea relațiilor 5.47 și 5.48. Expresia 5.49 arată că randamentul,  $\eta$ , al unui etaj în clasă B este dependent de sarcină, crescând liniar odată cu creșterea amplitudinii  $\hat{V}_o$  a tensiunii de la ieșire. Valoarea maximă pe care o poate atinge  $\hat{V}_o$ , înainte de apariția limitării — pentru caracteristica din fig. 5.15 — este  $\hat{V}_{om} = V_{CC} - V_{CE(\text{sat})}$ .

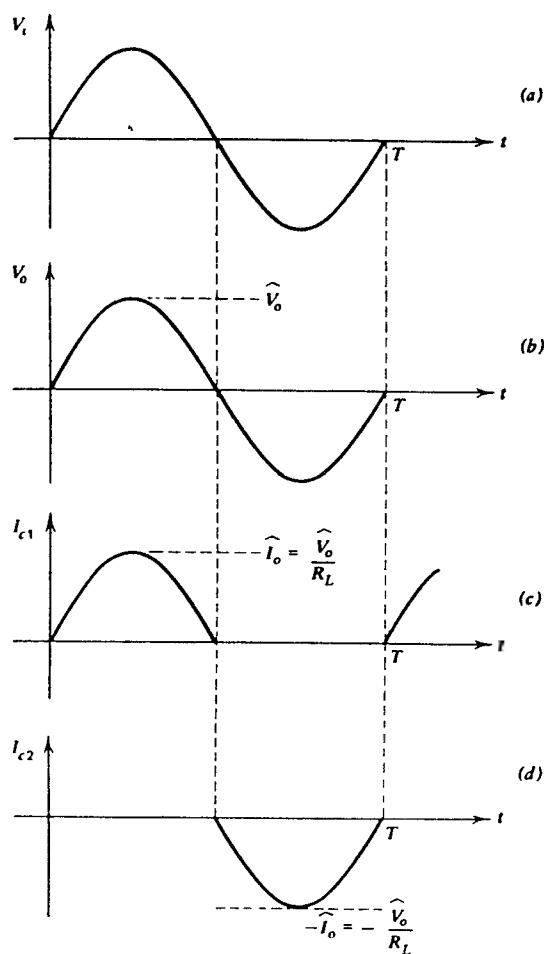
Ca urmare puterea medie maximă de semnal care poate fi furnizată sarcinii  $R_L$  pentru semnale sinusoidale va fi, în conformitate cu relația 5.48,

$$P_L|_{\max} = \frac{1}{2} \frac{[V_{CC} - V_{CE(sat)}]^2}{R_L}. \quad (5.50)$$

Valoarea maximă corespunzătoare a randamentului va fi

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{V_{CC}}. \quad (5.51)$$

Dacă tensiunea de saturație  $V_{CE(sat)}$  este mică față de  $V_{CC}$ , circuitul are un randament maxim de 78,6%. Această valoare maximă a randamentului este mult mai mare decât valoarea de 25 % care se obține pentru lucrul în clasă A. În plus, pentru un etaj în clasă B disipația de putere în absența semnalului de la intrare este practic zero. Aceste două proprietăți constituie motivul pentru care utilizarea etajelor de ieșire în clasă B cunoaște o răspândire foarte largă.



**Fig. 5.16** Formele de undă ale tensiunii și curentului pentru un etaj de ieșire în clasă B. (a) Tensiunea de la intrare. (b) Tensiunea de la ieșire. (c) Curentul de colector al primului tranzistor de ieșire. (d) Curentul de colector al celui de-al doilea tranzistor de ieșire.

Dreapta de sarcină pentru unul din tranzistoarele din etajul în clasă B este indicată în fig. 5.17. Pentru valori ale tensiunii  $V_{ce}$ , mai mici decât valoarea din punctul static de funcționare (care este  $V_{CC}$ ), dreapta de sarcină are o pantă egală cu  $(-1/R_L)$ . Pentru valori ale tensiunii  $V_{ce}$  mai mari ca  $V_{CC}$ , dreapta de sarcină se confundă cu axa tensiunii deoarece în această zonă conduce celălalt tranzistor, tensiunea  $V_{ce}$  a tranzistorului blocat crescând, în timp ce curentul său de colector este nul. Valoarea maximă a tensiunii  $V_{ce}$  este  $2V_{CC} - V_{CE(sat)}$ . La fel ca și în cazul etajului în clasă A se poate obține o interpretare geometrică pentru puterea medie,  $P_L$ , furnizată sarcinii  $R_L$  observând că  $P_L = \frac{1}{2} \hat{I}_o \hat{V}_o$  unde  $\hat{I}_o$  și  $\hat{V}_o$  sunt valorile de vârf ale curentului respectiv tensiunii sinusoidale de pe sarcina  $R_L$ . Ca urmare puterea  $P_L$  va fi reprezentată de aria triunghiului (vezi fig. 5.17) format de axele de coordonate și dreapta de sarcină parcursă de punctul de funcționare.

Să considerăm puterea instantanee disipată într-unul din tranzistoare:

$$P_c = V_{ce} I_c \quad (5.52)$$

Deoarece

$$V_{ce} = V_{CC} - I_c R_L \quad (5.53)$$

Înlocuind (5.53) în (5.52) se obține

$$P_c = I_c (V_{CC} - I_c R_L) = I_c V_{CC} - I_c^2 R_L \quad (5.54)$$

Derivând (5.54) și egalând derivata cu zero, se găsește că puterea  $P_c$  este maximă pentru

$$I_c = \frac{V_{CC}}{2R_L} \quad (5.55)$$

Această valoare corespunde unui punct situat pe dreapta de sarcină la jumătatea distanței dintre punctele sale de intersecție cu axa  $I_c$  și axa  $V_{ce}$ , rezultat care este în concordanță cu acela obținut anterior pentru un etaj în clasă A. La fel ca și în cazul etajului în clasă A, dreapta de sarcină (vezi fig. 5.17) este tangentă la o hiperbolă de putere constantă, în punctul care corespunde vârfului de disipație. Deci, într-un etaj de clasă B, puterea disipată instantanee

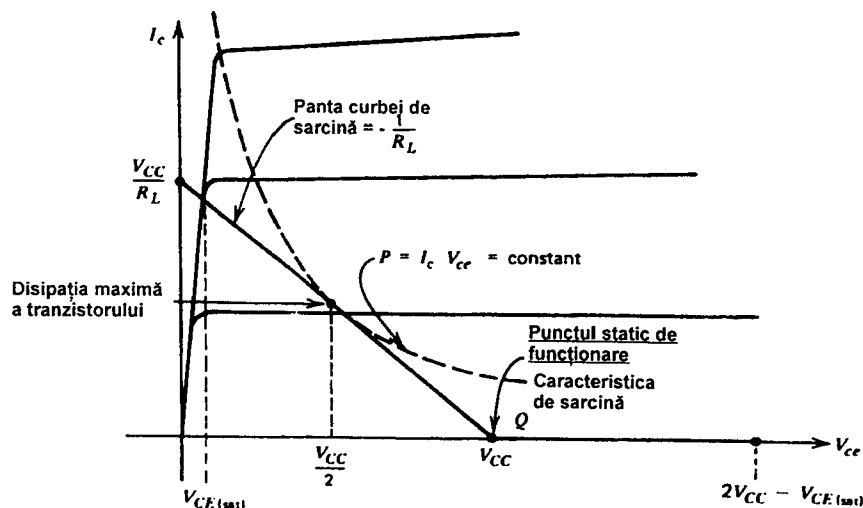


Fig. 5.17 Dreapta de sarcină pentru unul din tranzistoarele din etajul în clasă B.

maximă a tranzistorului are loc pentru o tensiune egală cu aproximativ jumătate din tensiunea de alimentare. Ținând cont de faptul că puterea disipată de tranzistor în punctul static de funcționare este nulă, rezultă că într-un etaj în clasă B tranzistorul va funcționa întotdeauna la o temperatură *mai mare* în cazul în care se aplică semnal.

Dependența puterii disipate instantanee maxime a tranzistorului în funcție de timp este prezentată în fig. 5.18. În această figură se indică modul în care variază în timp curentul de colector, tensiunea colector-emitor și produsul lor pentru unul din tranzistoarele etajului în clasă B la valoarea maximă a puterii la ieșire (tensiunea  $V_{CE(sat)}$  se presupune nulă). Atunci când tranzistorul conduce, puterea disipată variază cu o frecvență egală cu dublul frecvenței semnalului. Puterea disipată de tranzistor este nulă pentru jumătatea de perioadă în care tranzistorul este blocat.

La fel ca și în cazul etajului de clasă A, în situația de scurtcircuit la ieșire dreapta de sarcină, din fig. 5.17, este o verticală care trece prin punctul static de funcționare; se observă că puterea instantanee disipată de tranzistor poate deveni excesiv de mare. Metodele de protecție a etajului pentru cazul în care apare o astfel de situație sunt descrise în Secțiunea 5.5.6. De observat că în cazul funcționării în gol caracteristica de sarcină din fig. 5.17 se confundă în totalitate cu axa tensiunii, puterea disipată de tranzistor fiind nulă.

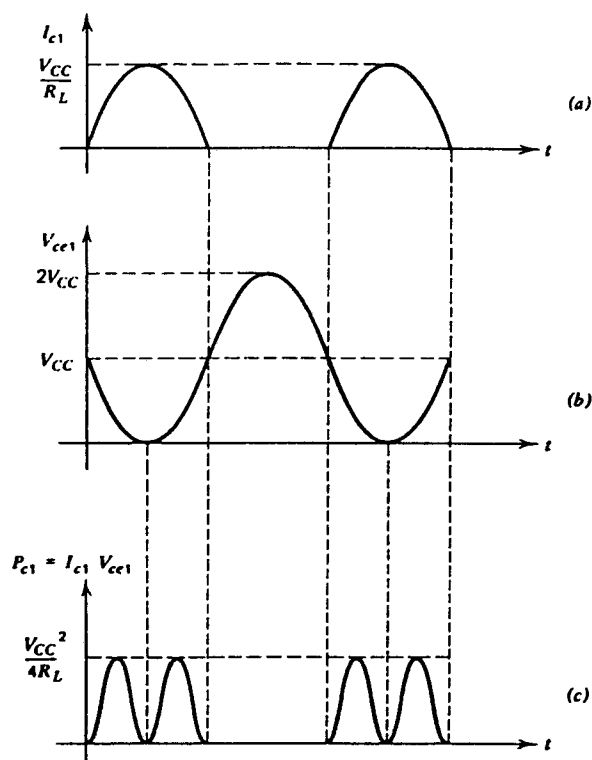


Fig. 5.18 Formele de undă pentru puterea maximă la ieșire pentru unul din tranzistoarele din etajul în clasă B. (a) Forma de undă a curentului de colector. (b) Forma de undă a puterii disipate în colector.

### ■ EXEMPLU

Un etaj în clasă B de tipul celui din fig. 5.11 lucrează pe o sarcină  $R_L = 500 \, \Omega$ . Cele două surse de alimentare (pozitivă și negativă) sunt de 15 V. Să se calculeze puterea medie care este furnizată sarcinii  $R_L$  pentru  $V_o = 14,4$  V. Se va presupune că tensiunea  $V_o$  este sinusoidală.

Din (5.45) se obține valoarea medie a curentului dat de sursa de alimentare:

$$I_{\text{sursă}} = \frac{1}{\pi} \frac{\hat{V}_o}{R_L} = \frac{1}{\pi} \frac{14,4}{500} = 9,17 \text{ mA} .$$

Puterea medie absorbită de la sursele de alimentare se obține din (5.46):

$$P_{\text{sursă}} = I_{\text{sursă}} \times 2 V_{CC} = 9,17 \times 30 \text{ mW} = 275 \text{ mW} .$$

Puterea medie furnizată sarcinii  $R_L$  este:

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{14,4^2}{500} = 207 \text{ mW} .$$

În concordanță cu (5.13) se obține valoarea corespunzătoare a randamentului,

$$\eta_c = \frac{P_L}{P_{\text{sursă}}} = \frac{207}{275} = 75,3\% ,$$

care este apropiată de valoarea maximă teoretică de 78,6%. Din (5.55) rezultă că puterea instantanee maximă disipată de un tranzistor are loc pentru

$$I_c = \frac{V_{CC}}{2R_L} = \frac{15}{1000} = 15 \text{ mA} .$$

Valoarea corespunzătoare a tensiunii  $V_{ce}$  este  $V_{CC}/2$ . Puterea instantanee maximă disipată de un tranzistor este deci:

$$P_c = I_c V_{ce} = 15 \times 7,5 \text{ mW} = 112,5 \text{ mW} .$$

Se observă că puterea *medie* disipată de un tranzistor (din conservarea puterii) va fi

$$P_{\text{medie}} = \frac{1}{2} (P_{\text{sursă}} - P_L) = \frac{1}{2} (275 - 207) \text{ mW} = 34 \text{ mW} .$$

### 5.5.3 Realizări practice de etaje de ieșire în clasă B, complementare<sup>4</sup>

Aspectele practice ale proiectării etajelor de ieșire în clasă B vor fi ilustrate în continuare prin două exemple. Una din cele mai simple realizări este aceea a etajului de ieșire al amplificatorului operațional 709, a cărui schemă simplificată este prezentată în fig. 5.19. Tranzistorul  $Q_3$  funcționează ca etaj de comandă cu emitorul comun pentru tranzistoarele de ieșire  $Q_1$  și  $Q_2$ .



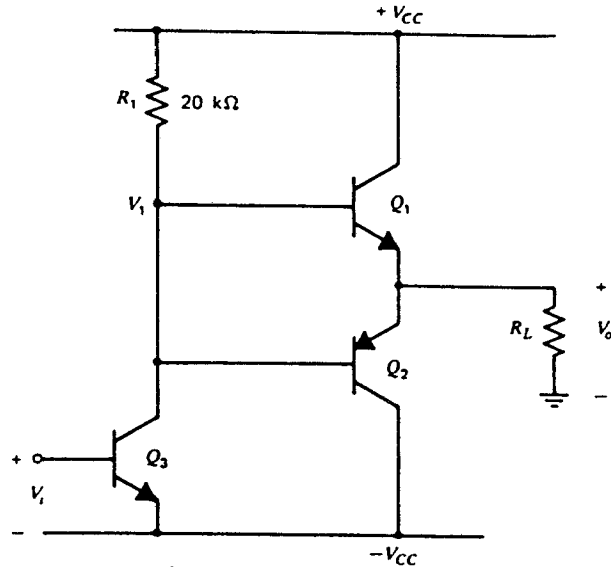


Fig. 5.19 Schema simplificată a etajului de ieșire al amplificatorului operațional 709.

Caracteristica de ieșire a acestui etaj se determină în felul următor. În condiții statice tensiunea  $V_o = 0$ , deci și  $V_1 = 0$ . Deoarece în acest caz tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$  sunt blocate curentul lor de bază este nul, curentul prin tranzistorul  $Q_3$  fiind

$$I_{C3} = \frac{V_{CC}}{R_1} = \frac{V_{CC}}{20000}.$$

Dacă  $V_{CC} = 10$  V se obține

$$I_{C3} = 0,50 \text{ mA}.$$

Valoarea maximă pe care o poate lua tensiunea  $V_o$  este determinată de *etajul de comandă*. Când tensiunea  $V_i$  are o valoare mare, pozitivă, tensiunea  $V_1$  scade până când se saturează  $Q_3$ , punct în care se atinge valoarea limită negativă a tensiunii de la ieșire,  $V_o^-$ :

$$V_o^- = -V_{CC} + V_{CE3(\text{sat})} - V_{be2}. \quad (5.56)$$

Pentru valori ale tensiunii  $V_1$  cuprinse între  $-V_{BE(\text{on})}$  și  $-V_{CC} + V_{CE3(\text{sat})}$  ambele tranzistoare  $Q_3$  și  $Q_2$  sunt în regiunea activă directă, tensiunea  $V_o$  urmărind tensiunea  $V_1$  deoarece  $Q_2$  funcționează ca repetor pe emitor.

Dacă tensiunea  $V_i$  ia valori negative, curentul prin tranzistorul  $Q_3$  scade iar tensiunea  $V_1$  crește, ceea ce duce la deschiderea tranzistorului  $Q_1$ . Limita maximă pozitivă a tensiunii de la ieșire,  $V_o^+$ , se atinge atunci când tranzistorul  $Q_3$  se taie, baza tranzistorului  $Q_1$  fiind alimentată direct de la sursa pozitivă prin intermediul rezistorului  $R_1$ . În acest caz

$$V_{CC} = I_{b1}R_1 + V_{be1} + V_o^+. \quad (5.57)$$

Dacă câștigul în curent al tranzistorului  $Q_1$ ,  $\beta_1$ , este mare atunci

$$V_o^+ = I_{c1}R_L = \beta_1 I_{b1}R_L$$

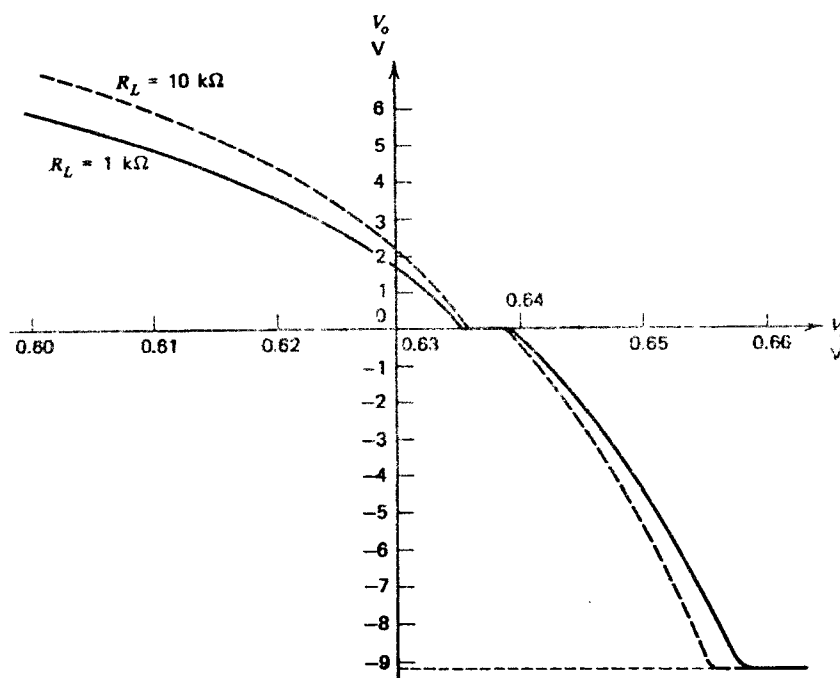


Fig. 5.20 Caracteristica de transfer obținută cu SPICE a circuitului din fig. 5.19, pentru  $V_{CC}=10$  V și  $R_L=1$  kΩ și 10 kΩ.

sau

$$I_{b1} = \frac{V_o^+}{\beta_1 R_L} \quad (5.58)$$

Înlocuind (5.58) în (5.57) se obține

$$V_o^+ = \frac{V_{CC} - V_{be1}}{1 + \frac{R_1}{\beta_1 R_L}} \quad (5.59)$$

Pentru  $R_L=10$  kΩ și  $\beta_1=100$ , din (5.59) rezultă

$$V_o^+ = 0,98(V_{CC} - V_{be1})$$

În acest caz limita pentru tensiunea de ieșire este aceeași atât pentru excursia pozitivă cât și pentru cea negativă. Dacă  $R_L=1$  kΩ și  $\beta_1=100$  din (5.59) se obține

$$V_o^+ = 0,83(V_{CC} - V_{be1})$$

rezultat care arată că valoarea maximă pozitivă a tensiunii  $V_o$  se reduce și că limitarea va apărea mai întâi în alternanța pozitivă a tensiunii  $V_o$ .

Caracteristica de transfer a acestui circuit, determinată cu calculatorul folosind SPICE, în cazul  $V_{CC}=10$  V, este indicată în fig. 5.20 pentru  $R_L=1$  kΩ și  $R_L=10$  kΩ (pentru toate

tranzistoarele se presupune  $\beta = 100$ ). Reducerea excursiei pozitive a tensiunii  $V_o$  este clară, ca de altfel și zona moartă prezentă în caracteristica de transfer. Curbarea caracteristicii este datorată neliniarității exponențiale a tranzistorului de comandă  $Q_3$ . În practică, neliniaritatea caracteristicii de transfer poate să fie chiar mai accentuată deoarece, în general,  $\beta$  pentru tranzistorul *nnp*,  $Q_1$ , este diferit (mai mare) de  $\beta$  pentru tranzistorul *pnp*. Această diferență face ca partea pozitivă și partea negativă a caracteristicii de transfer să difere semnificativ, fapt care se poate verifica prin calcularea câștigului de semnal mic  $\Delta V_o / \Delta V_i$  pentru tensiuni de ieșire pozitive și negative. În circuitul integrat 709 acestui etaj de ieșire i se aplică o reacție negativă pentru reducerea neliniarităților din caracteristica de transfer.

Un al doilea exemplu de etaj în clasă B întâlnit în practică este indicat în fig. 5.21; în figură s-au inclus și valorile calculate cu SPICE ale curenților din punctul static de funcționare. Această figură constituie o schemă simplificată a circuitului de ieșire al amplificatorului operațional 741. Tranzistoarele de ieșire,  $Q_{14}$  și  $Q_{20}$ , sunt polarizate cu ajutorul diodelor  $Q_{18}$ ,  $Q_{19}$  la un curent de colector de aproximativ 0,17 mA. Valoarea curentului prin tranzistoarele  $Q_{14}$  și  $Q_{20}$  din punctul static de funcționare depinde de raportul dintre ariile efective ale diodelor  $Q_{18}$  și  $Q_{19}$  și ale tranzistoarelor de ieșire ( $Q_{18}$  și  $Q_{19}$  sunt de fapt tranzistoare conectate ca diode). Etajul de ieșire este comandat de repetorul pe emitor realizat cu tranzistorul *pnp* lateral  $Q_{23}$ , care la rândul său este comandat de etajul cu emitorul comun  $Q_{17}$ , polarizat de sursa de curent  $Q_{13B}$  cu un curent de 0,68 mA.

Diodele din fig. 5.21 elimină practic distorsiunile de racordare ale circuitului fapt care rezultă și din caracteristica de transfer generată cu SPICE, prezentată în fig. 5.22. Liniaritatea acestui etaj este îmbunătățită în mod suplimentar de faptul că tranzistoarele de ieșire sunt comandate de la o sursă de mică impedanță constituită de repetorul pe emitor  $Q_{23}$ . Ca urmare diferența de  $\beta$  între  $Q_{14}$  și  $Q_{20}$  va produce un efect neînsemnat asupra caracteristicii de transfer deoarece câștigul de semnal mic  $\Delta V_o / \Delta V_i \approx 1$  pentru orice valoare practică a câștigului în curent  $\beta$ , independent de faptul că în conducție se află tranzistorul  $Q_{14}$ , sau tranzistorul  $Q_{20}$ .

Limitele pentru excursia tensiunii de la ieșire (indicate în fig. 5.22) se pot determina în felul următor. Pentru valori pozitive ale tensiunii  $V_i$ , tensiunea  $V_1$  din baza tranzistorului  $Q_{23}$  se duce spre valori negative, tensiunile  $V_2$  și  $V_3$  urmărind-o; tranzistorul  $Q_{20}$  absoarbe curent prin rezistența de sarcină  $R_L$ . Atunci când tranzistorul  $Q_{17}$  se saturează, se atinge limita pentru excursia negativă a tensiunii de la ieșire:

$$V_o^- = -V_{CC} + V_{CE17(sat)} - V_{be23} - V_{be20} \quad (5.60)$$

Această valoare este cu aproximativ 1,4 V mai pozitivă decât tensiunea sursei negative de alimentare. Deci limita negativă a excursiei negative a tensiunii de ieșire,  $V_o^-$ , este dată de intrarea în saturație a tranzistorului  $Q_{17}$ , care este etajul care precede etajul de comandă  $Q_{23}$ .

Pentru valori negative ale tensiunii de la intrare  $V_i$  (negative față de valoarea din punctul static de funcționare, în care  $V_o = 0$ ) tensiunea  $V_1$  crește, tensiunile  $V_2$  și  $V_3$  urmărind această creștere; tranzistorul  $Q_{14}$  furnizează curent rezistenței de sarcină. Limita pozitivă a excursiei de tensiune la ieșire,  $V_o^+$ , se atinge atunci când sursa de curent  $Q_{13A}$  se saturează:

$$V_o^+ = V_{CC} - V_{CE13A(sat)} - V_{be14} \quad (5.61)$$

Această valoare este mai mică cu aproximativ 0,8 V decât tensiunea sursei pozitive de alimentare. Limita  $V_o^+$  este determinată de etajul de comandă.

Relativ la cerințele de nivel de putere a circuitelor de comandă, de tipul acelor din fig. 5.21, este necesară o discuție separată.

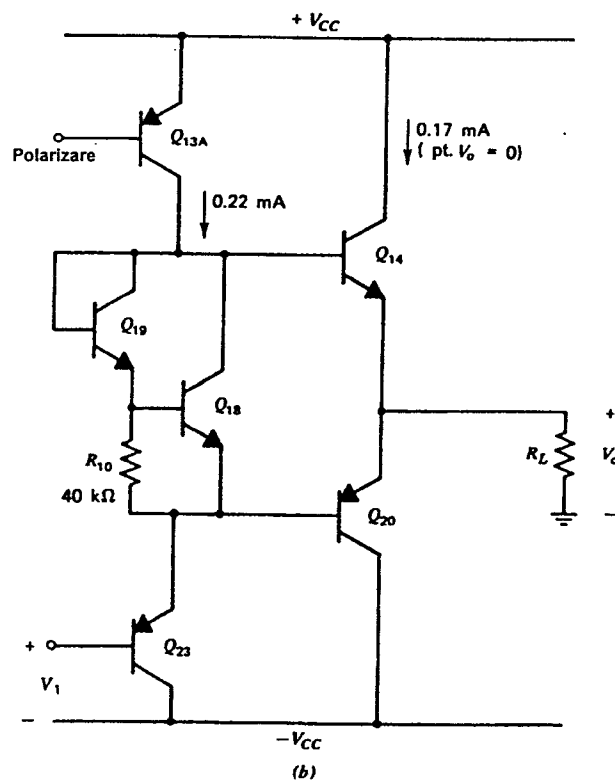
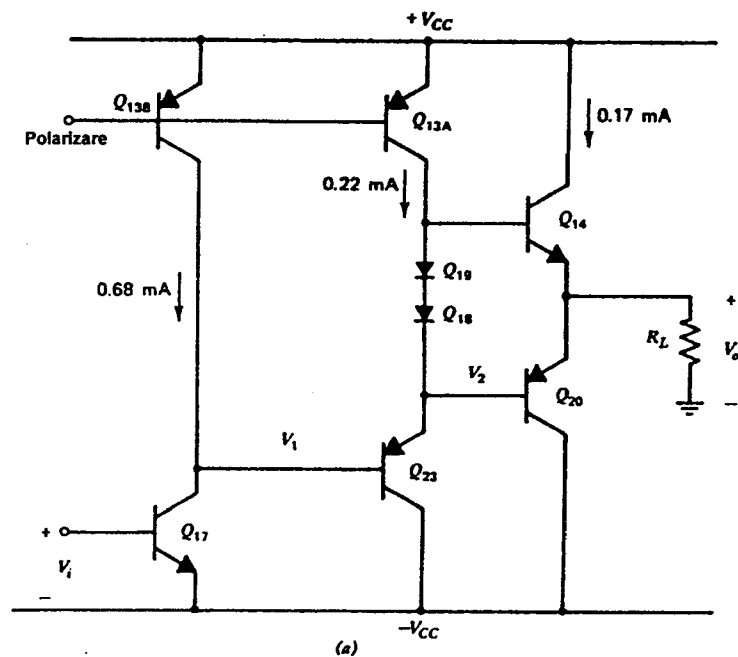


Fig. 5.21 (a) Schema simplificată a etajului de ieșire al amplificatorului operațional 741. (b) Schema aceluiași etaj de ieșire cu prezentarea însă în detaliu a tranzistoarelor  $Q_{18}$  și  $Q_{19}$ .

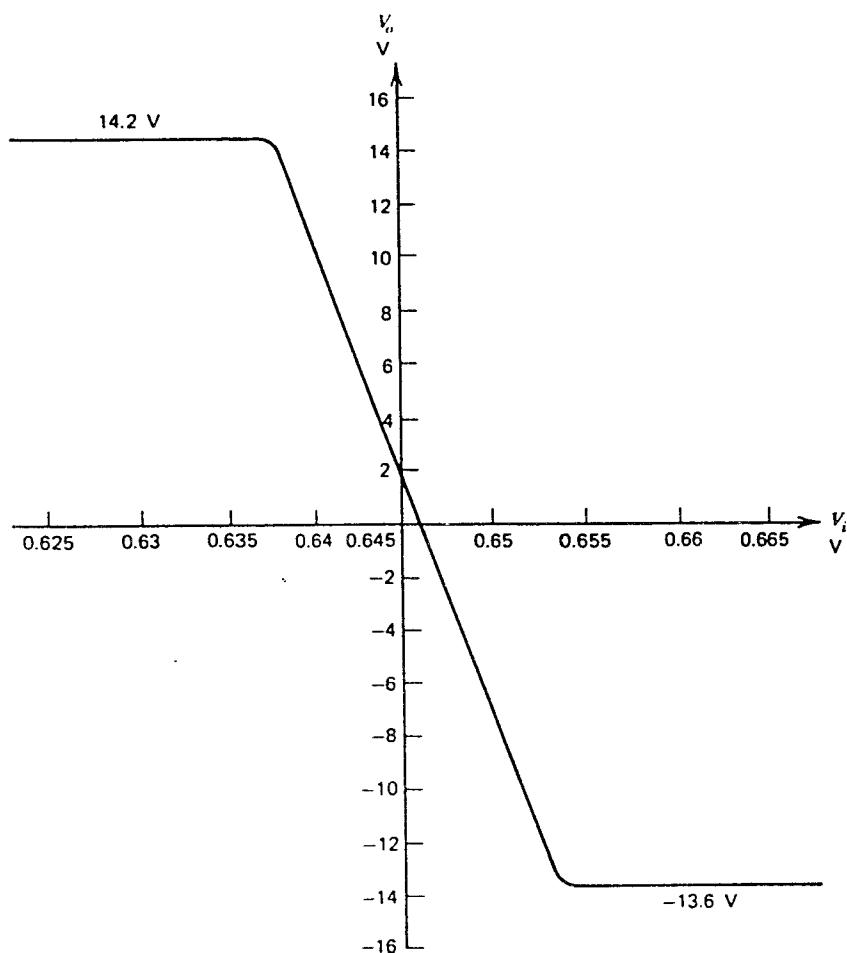


Fig. 5.22 Caracteristica de transfer, generată cu SPICE, pentru circuitul din fig. 5.21a pentru  $V_{CC} = 15$  V și  $R_L = 1$  k $\Omega$ .

Condiția esențială pe care trebuie să o satisfacă etajul de comandă este aceea de a furniza un semnal suficient de puternic etajului de ieșire astfel încât și acesta din urmă să poată furniza la rândul său puterea dorită sarcinii  $R_L$ . Dacă tensiunea  $V_o$  este negativă, tranzistorul  $Q_{23}$  ia curent din baza tranzistorului  $Q_{20}$ , practic fără nici o limitare. De fapt în cazul unui scurtcircuit la ieșire, circuitul trebuie să fie protejat, deoarece într-o astfel de situație un semnal de valoare mare la intrare poate determina trecerea prin tranzistoarele  $Q_{23}$  și  $Q_{20}$  a unui curent atât de mare încât se poate arde. După cum s-a explicat mai înainte, limita negativă de la ieșire se atinge atunci când tranzistorul  $Q_{17}$  se saturează și, ca urmare, nu mai poate comanda spre valori negative baza tranzistorului  $Q_{23}$ .

Dacă tensiunea  $V_o$  ia valori pozitive (tensiunea  $V_i$  evoluează spre minus, iar  $V_i$  spre plus), tranzistorul  $Q_{23}$  conduce mai slab iar sursa de curent  $Q_{13A}$  alimentează cu curent baza tranzistorului  $Q_{14}$ . Curentul maxim la ieșire este limitat de curentul de 0,22 mA disponibil pentru comanda tranzistorului  $Q_{14}$ . Pe măsură ce tensiunile  $V_i$ ,  $V_o$  și  $V_o$  evoluează spre plus, curentul prin  $Q_{14}$  crește, iar curentul sursei  $Q_{13A}$  este deturnat progresiv spre baza lui  $Q_{14}$ .

Curentul maxim posibil la ieșire care poate fi furnizat de tranzistorul  $Q_{14}$  este deci

$$I_o = \beta_{14} \times 0,22 \text{ mA}.$$

Dacă  $\beta_{14} = 100$  se obține o valoare limită de 22 mA. Deci etajul de comandă poate să limiteze curentul pozitiv maxim disponibil al etajului de ieșire. Totuși acest nivel al curentului de ieșire se atinge numai dacă sarcina  $R_L$  este suficient de mică astfel încât tranzistorul  $Q_{13A}$  să nu se satureze pentru excursia pozitivă a tensiunii de la ieșire.

Etajul care precede etajul de comandă este în acest circuit  $Q_{17}$ ; anterior s-a arătat că limita negativă a tensiunii de la ieșire se atinge atunci când tranzistorul  $Q_{17}$  se saturează. Curentul din punctul static de funcționare al lui  $Q_{17}$ , de 0,68 mA, este mult mai mare decât curentul de bază al tranzistorului  $Q_{23}$ ; ca urmare  $Q_{23}$  determină pentru  $Q_{17}$  o încărcare foarte mică. În consecință tensiunea  $V_1$  din baza lui  $Q_{23}$  poate fi comandată până la un nivel aflat la  $V_{CE(sat)}$  față de oricare din tensiunile de alimentare, cu o variație relativă foarte mică a curentului de colector a tranzistorului  $Q_{17}$ .

Ca încheiere este interesant să se examineze detaliile de fabricație ale diodelor de prepolarizare  $Q_{18}$  și  $Q_{19}$  din schema amplificatorului 741. Circuitul real este prezentat în fig. 5.21b (s-a omis circuitul de protecție). Se observă că prin dioda  $Q_{19}$  trece un curent egal cu curentul de bază al tranzistorului  $Q_{18}$  plus curentul care se scurge prin rezistorul îngustat  $R_{10}$ . Prin tranzistorul  $Q_{18}$  trece deci cea mai mare parte a curentului sursei de curent  $Q_{13A}$ . Utilizarea acestei structuri pentru circuitul de prepolarizare este justificată de următoarele două motive. În primul rând cu această structură se obține rezultatul esențial al unei căderi de tensiune egală cu două tensiuni  $V_{BE}$ , tranzistoarele  $Q_{18}$  și  $Q_{19}$  având însă colectoarele în comun, fapt care permite plasarea lor în aceeași insulă izolată. În al doilea rând deoarece  $Q_{19}$  conduce un curent mai mic, tensiunea de prepolarizare produsă de  $Q_{18}$  și  $Q_{19}$  între bazele tranzistoarelor  $Q_{14}$  și  $Q_{20}$  este mai mică decât aceea care ar rezulta dintr-o conectare ca în fig. 5.21a. Acest fapt este important deoarece tranzistoarele de ieșire  $Q_{14}$  și  $Q_{20}$  având în general arii de emitor mai mari decât celea care corespund geometriei standard (tipic de patru ori) pot menține o valoare ridicată a câștigului în curent  $\beta_F$  chiar dacă prin ele trec curenți de ieșire mari. Deci în circuitul din fig. 5.21a curentul din punctul static de funcționare prin tranzistoarele  $Q_{14}$  și  $Q_{20}$  va fi egal cu de aproximativ patru ori curentul prin  $Q_{18}$  și  $Q_{19}$ , ceea ce constituie o valoare excesivă pentru un circuit de tipul 741. Totuși circuitul din fig. 5.21b poate fi proiectat astfel încât valoarea curentului prin  $Q_{14}$  și  $Q_{20}$  în punctul static de funcționare să fie comparabilă cu valoarea curentului prin diode, chiar dacă tranzistoarele de ieșire au arii mai mari. Acest lucru se realizează prin aceea că valoarea mică a curentului static prin  $Q_{19}$  în circuitul din fig. 5.21b duce la o valoare mai mică a tensiunii bază-emitor decât aceea a tranzistorului corespunzător din fig. 5.21a; ca urmare și tensiunea totală de prepolarizare dintre bazele tranzistoarelor  $Q_{14}$  și  $Q_{20}$  va fi mai mică.

O exprimare cantitativă a acestor rezultate se poate obține prin calculul curenților din punctul static de funcționare prin tranzistoarele  $Q_{14}$  și  $Q_{20}$  din fig. 5.21b. Deoarece

$$V_{BE19} + V_{BE18} = V_{BE14} + |V_{BE20}|$$

rezultă

$$V_T \ln \frac{I_{C19}}{I_{S19}} + V_T \ln \frac{I_{C18}}{I_{S18}} + V_T \ln \frac{I_{C14}}{I_{S14}} + V_T \ln \left| \frac{I_{C20}}{I_{S20}} \right|. \quad (5.62)$$

Dacă presupunem că circuitul este polarizat astfel încât  $V_o=0$  și că  $\beta_{14} \gg 1$ ,  $\beta_{20} \gg 1$ , atunci  $|I_{C14}| = |I_{C20}|$  și (5.62) devine

$$\frac{I_{C18} I_{C19}}{I_{S18} I_{S19}} = \frac{I_{C14}^2}{I_{S14} I_{S20}}$$

din care se obține

$$I_{C14} = -I_{C20} = \sqrt{I_{C18} I_{C19}} = \sqrt{\frac{I_{S14} I_{S20}}{I_{S18} I_{S19}}} . \quad (5.63)$$

Expresia 5.63 se poate utiliza pentru a calcula curenții de polarizare static al etajului de ieșire pentru circuite de tipul celui din fig. 5.21b. De observat că valoarea 5.63 a curenților static de polarizare variază ca  $\sqrt{I_{C19}}$ . În cazul nostru curenții de colector prin  $Q_{19}$  — dacă  $\beta_F$  este mare — este aproximativ egal cu curenții prin rezistorul  $R_{10}$  astfel că

$$I_{C19} \approx \frac{V_{BE18}}{R_{10}} \approx \frac{0,6}{40} = 15 \mu A .$$

Dacă se neglijează curenții de bază ai tranzistoarelor  $Q_{14}$  și  $Q_{20}$  curenții de colector al tranzistorului  $Q_{18}$  este

$$I_{C18} \approx |I_{C13A}| - I_{C19} = (220 - 15) \mu A = 205 \mu A .$$

Pentru a calcula curenții static al etajului de ieșire, trebuie înlocuite în (5.63) valorile curenților de saturație. Aceste valori depind de procesul particular utilizat pentru fabricarea circuitului integrat, următoarele valori fiind tipice:  $I_{S18}=I_{S19}=2 \times 10^{-15}$  A,  $I_{S14}=4I_{S18}=8 \times 10^{-15}$  A,  $I_{S20}=4 \times 10^{-15}$  A. Înlocuirea acestor valori în (5.63) conduce la  $I_{C14} = -I_{C20} = 0,16$  mA valoare care este apropiată de valoarea determinată cu calculatorul.

## ■ EXEMPLU

Pentru etajul de ieșire din fig. 5.21a să se calculeze curenții statici pentru toate dispozitivele, dacă  $V_o = +10$  V. Se va lua  $V_{CC} = 15$  V,  $R_L = 2$  k $\Omega$  și  $\beta = 100$ . Pentru simplitate se va presupune că toate dispozitivele sunt de arii egale și că pentru fiecare din ele

$$|I_C| = 10^{-14} \exp \frac{|V_{be}|}{V_T} . \quad (5.64)$$

Deoarece  $Q_{14}$  asigură curenții prin sarcină pentru excursia pozitivă a tensiunii de la ieșire rezultă

$$I_{C14} = \frac{10 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 5 \text{ mA} .$$

Înlocuind în (5.64) se găsește:

$$V_{be14} = 700 \text{ mV} ,$$

și, de asemenea

$$I_{b14} = \frac{I_{c14}}{\beta_{14}} = \frac{5}{100} = 0,05 \text{ mA} .$$

Deci

$$I_{c19} \approx I_{c18} \approx -I_{c23} = 0,22 - 0,05 = 0,17 \text{ mA} .$$

Înlocuind în (5.64) se găsește

$$V_{be19} = V_{be18} = -V_{be23} = 613 \text{ mV} .$$

Deoarece

$$V_{be20} = -(V_{be19} + V_{be18} - V_{be14}) = -525 \text{ mV} ,$$

folosind (5.64) rezultă

$$I_{c20} = -5,9 \text{ } \mu\text{A} ,$$

curentul de colector al lui  $Q_{20}$  fiind într-adevăr mic, așa cum era de așteptat. În sfârșit

$$I_{c17} = 0,68 \text{ mA} - \frac{I_{c23}}{\beta_{23}} = \left[ 0,68 - \frac{0,17}{100} \right] \text{ mA} = 0,68 \text{ mA} ,$$

$$V_2 = V_o - |V_{be20}| = 10 - 0,525 = 9,475 \text{ V} ,$$

$$V_1 = V_2 - |V_{be23}| = 9,475 - 0,613 = 8,862 \text{ V} .$$

#### 5.5.4 Etaje de ieșire în clasă B realizate numai cu tranzistoare npn<sup>5,6,7</sup>

Schemele de etaje în clasă B descrise până acum se utilizează în acele circuite integrate în care puterea de ieșire — care trebuie furnizată sarcinii — are o valoare de ordinul câtorva sute de mW, sau mai puțin. În cazul în care sunt necesare nivele de putere de ordinul câtorva W, sau mai mult, aceste scheme nu mai sunt adecvate deoarece tranzistorul *pnp* de substrat utilizat nu are performanțe bune la curenți mari. Acest fapt este generat de valorile particulare ale nivelelor de dopare din emitor, bază și colector care nu pot fi optimizate din punctul de vedere al structurii *pnp* din cauza cerințelor contradictorii impuse de tranzistoarele *nnp* ale circuitului.

Un circuit care utilizează tranzistoare *nnp* de putere în ambele jumătăți ale unei configurații în clasă B este indicat în fig. 5.23. În acest circuit, tranzistorul  $Q_1$ , cu emitorul comun, furnizează putere sarcinii în timpul semiperioadei negative, iar repetorul pe emitor  $Q_2$  în timpul semiperioadei pozitive. Pentru a examina funcționarea acestui circuit, să presupunem că  $V_i$  ia valori negative față de valoarea din punctul static de funcționare astfel că tranzistorul  $Q_1$  este blocat și  $I_{c1} = 0$ . Ca urmare diodele  $D_1$  și  $D_2$  trebuie să fie blocate și întreg curentul de colector al tranzistorului  $Q_3$  este furnizat bazei tranzistorului  $Q_2$ . Tensiunea de la ieșire atinge deci valoarea sa maximă  $V_o^*$ . În general tranzistorul  $Q_3$  va fi atunci saturat, și

$$V_o^* = V_{CC} - V_{CE3(\text{sat})} - V_{be2} . \quad (5.65)$$



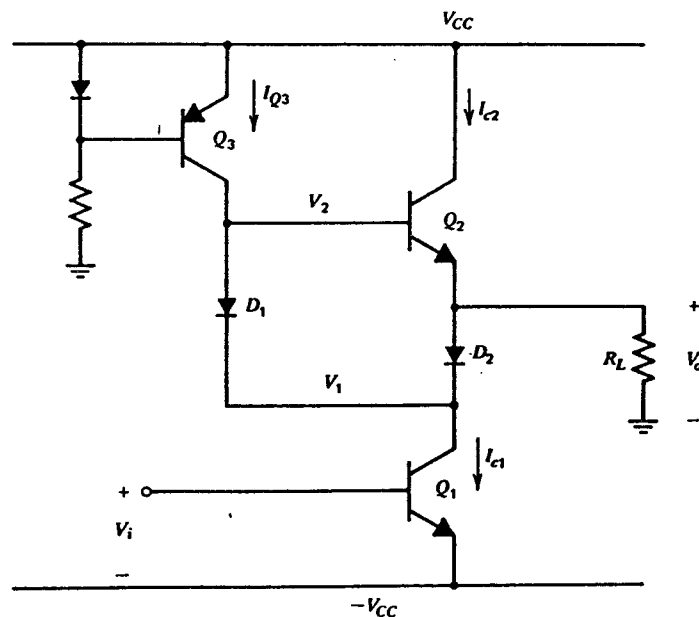


Fig. 5.23 Etaj de ieșire în clasă B realizat numai cu tranzistoare npn.

Pentru ca să fie posibil ca tensiunea  $V_o$  să atingă valoarea sa pozitivă maximă, dată de (5.65), este necesar ca în aceste condiții extreme tranzistorul  $Q_3$  să se satureze. Se observă că în acest circuit tranzistorul  $Q_2$  nu se poate satura, deoarece nu există nici o modalitate ca tensiunea de bază a tranzistorului  $Q_2$  să depășească tensiunea de alimentare, la care este conectat colectorul său. Condiția ca tranzistorul  $Q_3$  să se satureze este ca valoarea nominală a curentului static  $I_{Q3}$  (atunci când  $Q_3$  nu este saturat) să fie mai mare decât curentul de bază al tranzistorului  $Q_2$  atunci când  $V_o = V_o^*$ . Deci vom impune

$$I_{Q3} > I_{b2} . \quad (5.66)$$

Deoarece pentru excursia pozitivă a tensiunii de la ieșire curentul către sarcină este furnizat de tranzistorul  $Q_2$  rezultă:

$$V_o^* = -I_{e2}R_L = (\beta_2 + 1)I_{b2}R_L . \quad (5.67)$$

Înlocuind (5.67) și (5.65) în (5.66) se obține condiția pentru valoarea curentului static prin  $Q_3$

$$I_{Q3} > \frac{V_{CC} - V_{CE3(sat)} - V_{be2}}{(\beta_2 + 1)R_L} . \quad (5.68)$$

Expresia 5.68 se aplică și circuitului din fig. 5.21a. Ea fixează limitele pentru  $I_{C3}$ ,  $\beta_2$  și  $R_L$  astfel încât tensiunea  $V_o$  să poată ajunge în apropierea tensiunii sursei pozitive de alimentare. Dacă  $I_{Q3}$  este mai mic decât valoarea dată de relația 5.68, tensiunea  $V_o$  va începe să se limiteze la o valoare pozitivă *mai mică* decât aceea dată de relația 5.65, iar tranzistorul  $Q_3$  nu se va satura niciodată.

Fie acum tensiunea  $V_i$  pozitivă, aducându-l pe  $Q_1$  în conducție și determinând un curent  $I_{c1}$ . Baza lui  $Q_2$  este mult mai pozitivă ca emitorul său, astfel că dioda  $D_1$  se va deschide, iar dioda  $D_2$  va rămâne blocată deoarece tensiunea de la bornele sale este nulă. Curentul  $I_{c1}$  va trece prin  $D_1$ , fiind absorbit din  $Q_3$  care se presupune saturat. Odată cu creșterea curentului  $I_{c1}$  tranzistorul  $Q_3$  poate ieși în cele din urmă din saturație, tensiunea  $V_2$  din baza lui  $Q_2$  micșorându-se. Deoarece  $Q_2$  funcționează ca repetor pe emitor, tensiunea  $V_o$  va urmări scăderea tensiunii  $V_2$ . Această funcționare corespunde semiperioadei pozitive a ciclului,  $Q_1$  lucrând ca tranzistor de comandă, iar  $Q_2$  ca tranzistor de ieșire.

Atunci când  $V_o$  se reduce la 0 V, curentul prin sarcină este nul, iar  $I_{c1}=0$ . Această situație corespunde egalității  $I_{c1}=I_{c3}$ ; curentul de polarizare al tranzistorului  $Q_3$  trece în totalitate prin  $D_1$  spre  $Q_1$ . Dacă  $I_{c1}$  crește mai departe, tensiunea  $V_o$  rămâne constantă la 0 V, în timp ce tensiunea  $V_2$  se reduce tot la 0 V. Tensiunea  $V_1$  este negativă având o valoare egală cu tensiunea directă de pe dioda  $D_1$ ; ca urmare dioda de putere  $D_2$  se deschide. Deoarece curentul prin  $D_1$  este fixat practic de  $Q_3$ , creșterea în continuare a curentului  $I_{c1}$  face ca să treacă curent și prin  $D_2$ . Această funcționare corespunde semiperioadei negative a ciclului, tranzistorul  $Q_1$  lucrând ca tranzistor de ieșire, care alimentează sarcina  $R_L$  prin dioda  $D_2$ . Valoarea cea mai negativă a tensiunii de la ieșire se atinge atunci când  $Q_1$  se saturează:

$$V_o^- = -V_{CC} + V_{CE1(sat)} + V_{d2} \quad (5.69)$$

În această expresie  $V_{d2}$  este căderea de tensiune directă pe dioda  $D_2$ .

Modul de funcționare descris duce la o caracteristică de transfer puternic neliniară, dată în fig. 5.24. În figură s-a trasat pentru comoditate dependența  $V_o(I_{c1})$ . Atunci când tensiunea  $V_o$  este pozitivă, curentul  $I_{c1}$  alimentează baza lui  $Q_2$ , câștigul de semnal mic fiind

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I_{c1}} \approx \frac{\Delta V_2}{\Delta I_{c1}} = r_{o1} \parallel r_{o3} \parallel [r_{\pi 2} + (\beta_2 + 1) R_L]$$

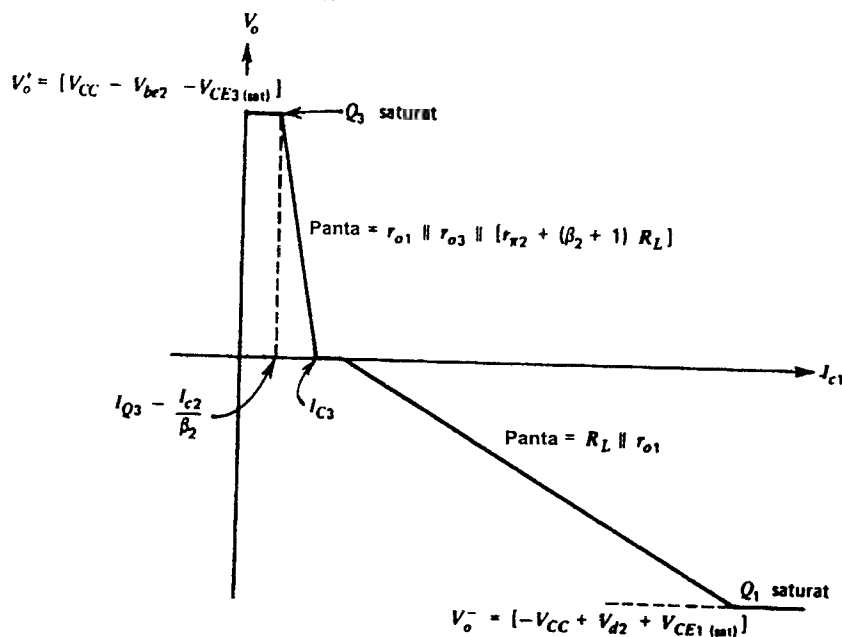


Fig. 5.24 Caracteristica de transfer  $V_o(I_{c1})$  a circuitului din fig. 5.23.

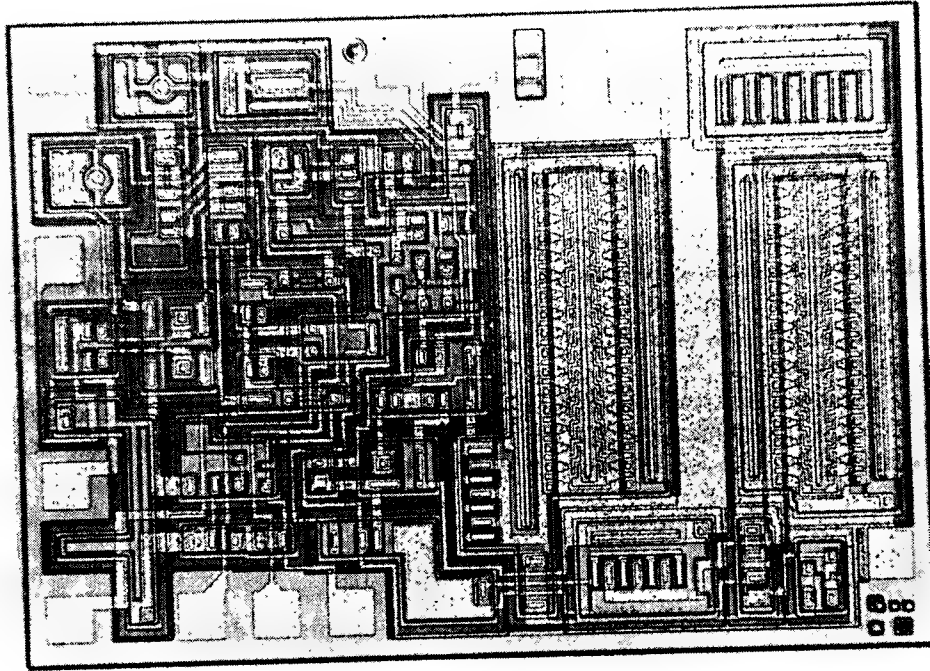


Fig. 5.25 Fotografia cipului amplificatorului operațional de mare putere 791.

expresie în care impedanța diodei  $D_1$  s-a presupus neglijabilă. Aceasta înseamnă că impedanța din baza tranzistorului  $Q_2$  este egală cu combinația paralel a rezistențelor de ieșire ale tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_3$  și a impedanței de intrare a repetorului pe emitor,  $Q_2$ .

Atunci când  $V_o$  (vezi fig. 5.23) este negativ,  $I_{c1}$  trece direct spre rezistorul  $R_L$ , câștigul de semnal mic fiind

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I_{c1}} \approx r_{o1} \parallel R_L$$

expresie în care impedanța diodei  $D_2$  s-a presupus neglijabilă.

În caracteristica de transfer din fig. 5.24 se observă o mică zonă moartă care corespunde deschiderii diodei  $D_2$ . Această zonă moartă poate fi eliminată prin adăugarea, în serie cu  $D_1$ , a încă unei diode. În practică, pentru liniarizarea caracteristicii de transfer trebuie aplicată etajului o reacție negativă, care va reduce totodată și efectele date de zona moartă. Caracteristica de transfer,  $V_o(V_i)$ , a circuitului este și mai neliniară din cauză că în acest caz se include și neliniaritatea exponențială introdusă de tranzistorul  $Q_1$ .

În realizarea de circuit integrat a schemei din fig. 5.23, tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$  sunt de putere și identice. În circuitele de mare putere (de câțiva W sau mai mult) ele pot ocupa mai mult de jumătate din aria cipului. Dioda  $D_2$  este o diodă de putere care, ocupă de asemenea o arie considerabilă. Aceste particularități sunt ilustrate în fig. 5.25 care este o fotografie a cipului amplificatorului operațional de mare putere 791. Acest circuit poate disipa 10 W și poate furniza 15 W într-o sarcină de 8  $\Omega$ . Tranzistoarele de putere, de arie mare, din etajul de ieșire se pot observa în partea dreaptă a cipului.

În încheiere trebuie arătat că rezultatele relative la puteri și la randament deduse mai înainte pentru etajul în clasă B cu tranzistoare complementare se aplică la fel și pentru toate etajele de clasă B realizate numai cu tranzistoare *nnp* cu condiția de a se ține seama de căderea de tensiune pe dioda  $D_2$ . Deci, valoarea maximă ideală a randamentului va fi de 79%.

### 5.5.5 Etaje de ieșire cvasicomplementare<sup>8</sup>

Etajele realizate numai cu tranzistoare *nnp* constituie una din soluțiile pentru problema pusă de performanțele de putere limitate ale tranzistoarelor *pnp* de substrat. O altă soluție este prezentată în fig. 5.26, în care se utilizează un tranzistor *pnp compus* realizat dintr-un tranzistor *pnp* lateral  $Q_3$  și un tranzistor *nnp* de mare putere  $Q_2$ . Acest etaj este denumit etaj de ieșire cvasicomplementar.

Funcționarea circuitului din fig. 5.26 este aproape identică cu aceea a circuitului din fig. 5.21, după cum se arată în fig. 5.27. Perechea de tranzistoare  $Q_3$ ,  $Q_4$  este echivalentă cu un tranzistor *pnp*. Curentul de colector al tranzistorului  $Q_3$  este

$$I_{C3} = -I_S \exp \left[ -\frac{V_{BE}}{V_T} \right]. \quad (5.70)$$

Curentul de colector al tranzistorului compus este egal cu curentul de emitor al lui  $Q_4$ :

$$I_C = (\beta_4 + 1)I_{C3} = -(\beta_4 + 1)I_S \exp \left[ -\frac{V_{BE}}{V_T} \right]. \quad (5.71)$$

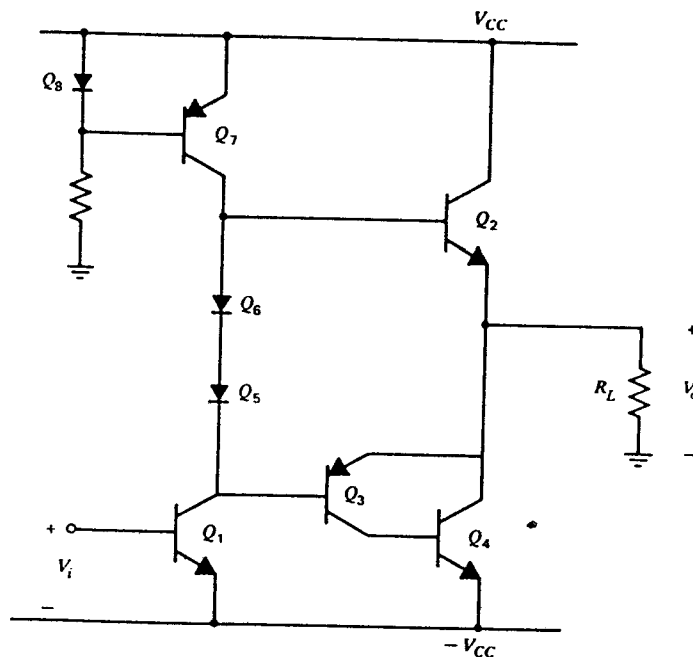


Fig. 5.26 Etaj de ieșire în clasă B, cvasicomplementar.

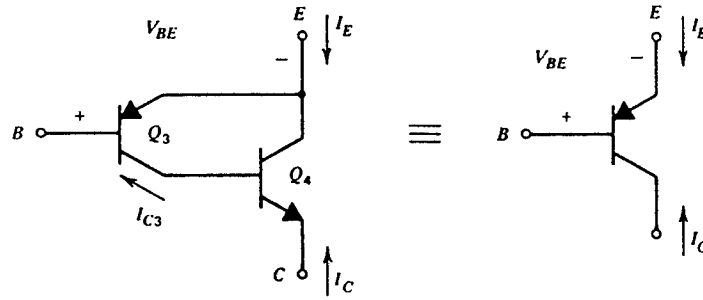
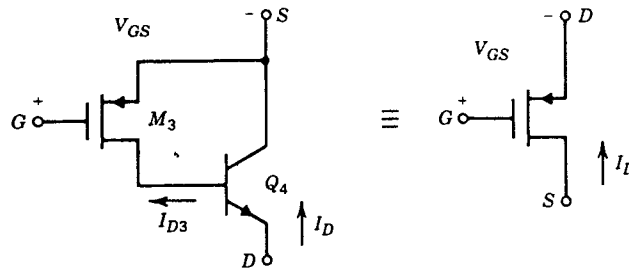
Fig. 5.27 Echivalența între tranzistorul compus și tranzistorul *pnp*.

Fig. 5.28 Tranzistorul PMOS compus, de curent mare.

Deci între curentul  $I_C$  și tensiunea  $V_{BE}$  ale tranzistorului compus există relația corespunzătoare unui tranzistor *pnp*, cea mai mare parte a curentului trecând prin tranzistorul *nnp* de mare putere. De observat că tensiunea de saturație a tranzistorului compus este  $(V_{CE3(sat)} + V_{BE4})$  fiind mai mare ca valoarea obișnuită; deoarece saturația se instalează odată cu saturarea tranzistorului  $Q_3$ , la tensiunea sa de saturație trebuie adăugată și tensiunea  $V_{BE4}$ .

Problema majoră a configurației din fig. 5.26 o constituie instabilitatea potențială a buclei locale de reacție formată de tranzistoarele  $Q_3$  și  $Q_4$ , în particular în cazul în care amplificatorul lucrează pe o sarcină capacitivă. Această problemă este discutată în *Capitolul 9*.

Etajul cvasicomplementar în clasă B se poate implementa și în tehnologia BiCMOS. Tranzistorul bipolar compus  $Q_3$ - $Q_4$  din circuitul din fig. 5.26 se înlocuiește printr-o combinație MOS-bipolar<sup>9</sup>, ca aceea din fig. 5.28, unde  $Q_4$  este un tranzistor bipolar de arie mare și de curent mare. Expresia caracteristicii de transfer globale este:

$$I_D = (\beta_4 + 1)I_{D3} = -(\beta_4 + 1) \frac{\mu_n C_{ox}}{2} (W/L)_3 (V_{GS} - V_t)^2. \quad (5.72)$$

Această expresie arată că tranzistorul PMOS compus are un raport  $W/L$  echivalent de  $(\beta_4 + 1)$  ori mai mare decât tranzistorul PMOS fizic  $M_4$ . De observat că una din diodele  $Q_5$  sau  $Q_6$  trebuie să fie înlocuită printr-un tranzistor PMOS conectat ca diodă pentru a realiza astfel o valoare stabilă, față de variațiile de temperatură, a curentului de repaus prin etajul de ieșire. În paralel cu joncțiunea bază-emitor a lui  $Q_4$  se poate conecta un rezistor, optimizându-se astfel valoarea curentului static prin tranzistorul  $M_3$ . Totodată, în acest fel se accelerează și comutarea în blocare a tranzistorului  $Q_4$ , accelerare importantă în cazul aplicațiilor de înaltă frecvență, deoarece această rezistență oferă o cale prin care poate circula curentul de bază invers,

eliminând astfel sarcina stocată în bază. Această rezistență se poate utiliza și în cazul circuitului din fig. 5.26 (se conectează în paralel cu joncțiunea bază-emitor a tranzistorului  $Q_4$ ).

### 5.5.6 Etaje de ieșire CMOS în clasă B

Topologia clasică de etaj de ieșire în clasă AB din fig. 5.14 se poate implementa și în tehnologia standard CMOS (vezi fig. 5.29). Dezavantajul acestui circuit este dat de valoarea mare a tensiunii  $V_{GS}$  atunci când prin TEC trec curenți mari. De exemplu, dacă  $V_t = 0,8$  V,  $k' = 40 \mu\text{A}/\text{V}^2$  și dorim să treacă un curent de 20 mA, la  $V_{GS} = 1$  V, rezultă  $W/L = 25000$ . Pe lângă faptul că acest tranzistor este nerealist de mare, el ar avea și o capacitate extrem de mare. Rezultă că, în comparație cu versiunea bipolară, versiunea  $\text{MOS}^r$  a circuitului (vezi fig. 5.29) este limitată în general la valori de curent mult mai mici.

O altă posibilitate de implementare face apel la utilizarea configurației cvasicomplementare, în care în locul tranzistoarelor de ieșire repetoare se folosește un tranzistor cu sursa comună împreună cu un amplificator de eroare<sup>10,11</sup>. Schema de principiu a unui astfel de etaj de ieșire este dată în fig. 5.30. Elementul compus format din amplificatorul de eroare și tranzistorul de ieșire cu sursa comună constituie de fapt un repetor cu o transconductanță de curent continuu de valoare mare. Funcția amplificatorului de eroare este de a citi diferența de potențial între ieșirea și intrarea repetorului și de a comanda corespunzător grila tranzistorului de ieșire astfel încât să facă această diferență cât se poate de mică. Motivul esențial care justifică utilizarea configurației cvasicomplementare este dat de faptul că tranzistoarele de ieșire cu sursa comună produc o tensiune de ieșire care poate să ajungă în apropierea tensiunilor surselor de alimentare, în particular în cazul în care tranzistoarelor de ieșire li se permite intrarea în regiunea de tip triodă la extremele excursiei de tensiune.

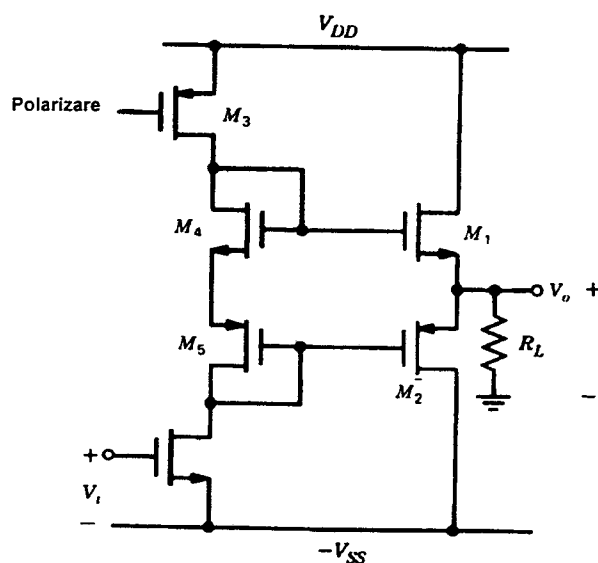


Fig. 5.29 Etaj de ieșire CMOS, complementar, cu repetoare pe sursă, bazat pe implementarea bipolară tradițională.

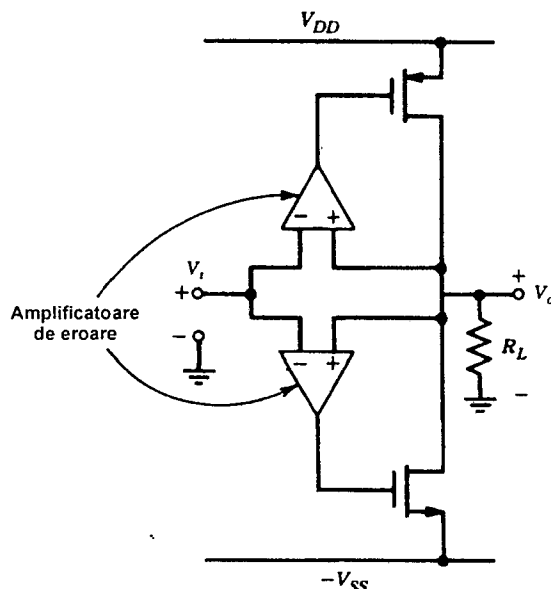


Fig. 5.30 Exemplu de principiu, de implementare a unui etaj de ieșire în clasă B, în care se folosesc dispozitive compuse care includ tranzistoarele de ieșire cu sursa comună.

Aceste etaje cvasicomplementare oferă performanțe de curent continuu excelente. Totuși, deoarece amplificatoarele trebuie să fie de bandă largă, pentru a elimina problemele de distorsiuni de racordare, aceste etaje pun probleme dificile de compensare în prezența unor sarcini capacitive mari. De asemenea, în proiectarea etajului, un punct cheie îl constituie controlul precis al curentului de repaus.

### 5.5.6 Protecția la suprasarcină

Tipul cel mai obișnuit de protecție la suprasarcină pentru etajele de ieșire ale circuitelor integrate este protecția de curent la scurtcircuit. Ca exemplu, să considerăm etajul de ieșire al amplificatorului operațional 741 din fig. 5.31, în care s-a indicat numai o parte a protecției de scurtcircuit, pentru cazul în care tensiunea de ieșire este pozitivă. Pentru început să presupunem că  $R_o = 0$  și să ignorăm prezența tranzistorului  $Q_{15}$ . Valoarea pozitivă, maximă a semnalului de comandă furnizat etajului de ieșire are loc pentru tensiuni  $V_i$  mari și pozitive. Dacă  $R_L = 0$  atunci tensiunea  $V_o$  este ținută la zero, iar tensiunea  $V_a$  din fig. 5.28 este egală cu  $V_{be14}$ . Deci, dacă  $V_i$  ia valori pozitive mari  $Q_{23}$ ,  $Q_{18}$  și  $Q_{19}$  se taie și tot curentul sursei de curent  $Q_{13A}$  este trimis spre  $Q_{14}$ . Dacă acest tranzistor are un câștig de curent mare, curentul de ieșire poate atinge o valoare mare, distructivă. Deoarece

$$I_{c14} = \beta_{14} |I_{c13A}|, \quad (5.73)$$

dacă, de exemplu

$$\beta_{14} = 500$$

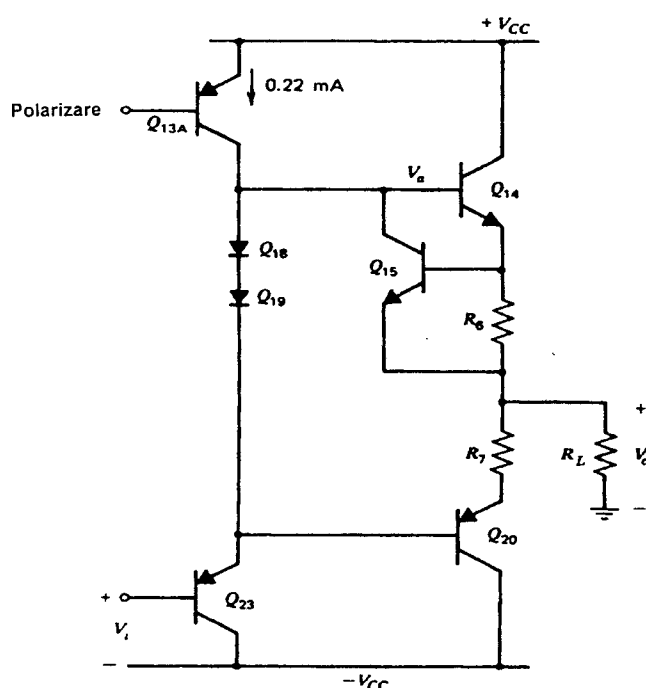


Fig. 5.31 O parte din schema amplificatorului operațional 741 care pune în evidență protecția de scurtcircuit pentru tensiuni de ieșire pozitive.

rezultă

$$I_{c14} = 500 \times 0,22 = 110 \text{ mA} .$$

De exemplu, pentru o tensiune de alimentare  $V_{CC}=15 \text{ V}$  acestei valori a curentului îi corespunde o valoare a puterii disipate de tranzistorul  $Q_{14}$  de

$$P_{c14} = V_{ce} I_c = 15 \times 110 \text{ mW} = 1,65 \text{ W} ,$$

suficientă pentru distrugerea tranzistorului. Rezultă că trebuie limitată valoarea curentului în condiții de scurtcircuit, limitare care, pentru tensiuni de ieșire pozitive, se realizează prin utilizarea rezistorului  $R_6$  și a tranzistorului  $Q_{15}$ .

Funcționarea protecției de scurtcircuit se bazează pe citirea valorii curentului de ieșire prin intermediul căderii de tensiune care apare pe rezistorul  $R_6$ , de aproximativ  $25 \Omega$ . Tensiunea care apare pe  $R_6$  se aplică între baza și emitorul tranzistorului  $Q_{15}$ , care în funcționarea normală este blocat. Atunci când curentul prin rezistorul  $R_6$  atinge o valoare de aproximativ  $20 \text{ mA}$  (valoarea maximă de siguranță) tranzistorul  $Q_{15}$  începe să conducă un curent apreciabil și deturbează creșterea ulterioară a curentului de comandă din baza tranzistorului  $Q_{14}$ . În acest fel curentul de comandă trece direct spre ieșire, fără a mai fi multiplicat cu câștigul în curent al tranzistorului  $Q_{14}$ .



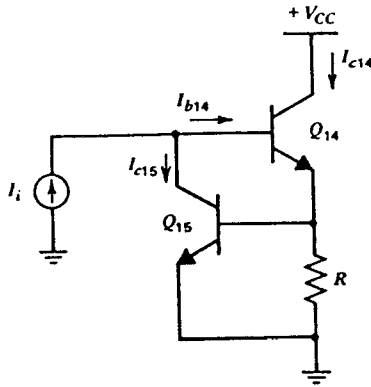


Fig. 5.32 Circuitul echivalent pentru calculul efectului dat de tranzistorul  $Q_{15}$  asupra caracteristicii de transfer a lui  $Q_{14}$ , din fig. 5.31, atunci când  $R_L = 0$ .

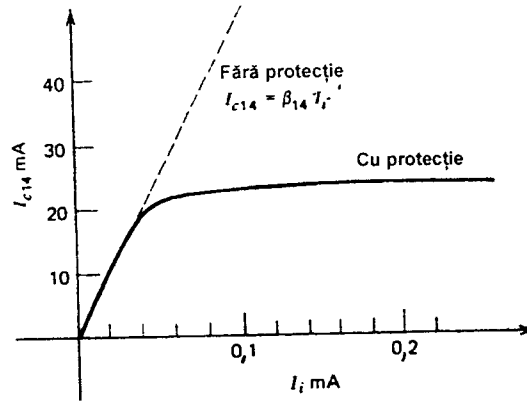


Fig. 5.33 Caracteristica de transfer a circuitului din fig. 5.32 cu și fără efectul dat de tranzistorul de protecție  $Q_{15}$  ( $\beta_{14}=500$ ).

Funcționarea acestui circuit se poate urmări, calculând caracteristica de transfer a tranzistorului  $Q_{14}$ , atunci când lucrează în scurtcircuit. Acest calcul se face utilizând fig. 5.32. Următoarele relații sunt evidente:

$$I_i = I_{b14} + I_{c15} \quad (5.74)$$

$$I_{c15} = I_{S15} \exp \frac{V_{be15}}{V_T} \quad (5.75)$$

De asemenea, se poate scrie

$$V_{be15} \approx I_{c14} R \quad (5.76)$$

Din (5.73) se obține

$$I_{b14} = I_i - I_{c15}$$

Deoarece

$$I_{c14} = \beta_{14} I_{b14} = \beta_{14} (I_i - I_{c15}) \quad (5.77)$$

prin înlocuirea în (5.77) a relațiilor 5.77 și 5.76 se găsește

$$I_{c14} + \beta_{14} I_{S15} \exp \frac{I_{c14} R}{V_T} = \beta_{14} I_i \quad (5.78)$$

Al doilea termen din partea stângă a relației 5.78 este determinat de  $Q_{15}$  fiind — așa cum este de altfel de așteptat — neglijabil atunci când  $I_{c14} = \beta_{14} I_i$ . Caracteristica de transfer a etajului se poate trasa grafic pe baza relației 5.78, ca în fig. 5.33 în care s-au utilizat următoarele valori:  $\beta_{14}=500$ ,  $I_{S15}=10^{-14}$  A și  $R=25 \Omega$ . Pentru un curent de comandă,  $I_i$ , de maximum 0,22 mA, valoarea curentului  $I_{c14}$  este limitată la 24 mA. Pentru valori ale curentului  $I_{c14}$  sub 20 mA,  $Q_{15}$  are un efect nesemnificativ asupra funcționării circuitului.

Pentru tensiuni de ieșire negative se poate realiza o protecție similară prin sesizarea căderii de tensiune pe  $R_7$  și deturnarea curentului de comandă al bazei, într-unul din etajele precedente.

### 5.5.8 Protecția termică\*

Funcționarea circuitelor integrate de putere într-un regim termic neadecvat (putere disipată sau temperatură ambiantă prea mare, radiator subdimensionat) determină încălzirea excesivă a cipului, care se soldează de obicei cu defectarea catastrofică a circuitului. În mod curent, funcționarea circuitelor integrate într-un astfel de regim termic este evitată prin utilizarea unui *circuit de protecție termică*.

Schemele clasice, discrete, de protecție termică, în care un senzor termic atașat capulei sau radiatorului monitorizează variația de temperatură, au dezavantajul important al unui timp de răspuns de ordinul secundelor sau mai mult. Acest timp de răspuns la o solicitare termică este mult mai mare decât timpul de încălzire al cipului, care este de ordinul ms, existând în acest fel pericolul distrugerii circuitului înainte ca să acționeze protecția. Soluția acestei probleme o constituie plasarea circuitului de protecție termică chiar pe cipul circuitului.

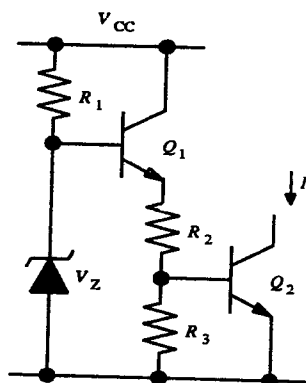


Fig. 5.34 Schema tipică a unui circuit de protecție termică.

Protecția termică este realizată în mod uzual de un tranzistor plasat în apropierea tranzistoarelor de putere ale circuitului. La temperatura ambiantă acest tranzistor este practic blocat, iar la temperatura maxim admisibilă a cipului conduce suficient de puternic astfel încât să deturneze curentul de comandă al etajului final sau curentul de polarizare al unui etaj de intrare întrerupând astfel furnizarea de putere către sarcină.

O schema tipică de circuit de protecție termică este indicată în fig. 5.34. Dioda Zener, tranzistorul  $Q_1$  și divizorul  $R_3$ ,  $R_2$  fixează tensiunea bază-emitor a tranzistorului  $Q_2$  (care realizează „protecția termică”) la o valoare de ordinul a 400 mV, a cărei variație cu temperatura este practic neglijabilă. Ca urmare la temperatura ambiantă (25°C) curentul de colector al tranzistorului  $Q_2$  este neglijabil de mic, tipic de ordinul a zeci de nA. La temperatura maxim admisibilă, de obicei 150°C, tranzistorul  $Q_2$  conduce un curent suficient de mare deoarece la această temperatură tensiunea  $V_{BE(on)}$  a unui tranzistor deschis are o valoare

$$V_{BE(on) 150^\circ C} = 650 \text{ mV} + (-2 \text{ mV}/^\circ C) \times 125^\circ C = 400 \text{ mV} .$$

\* Acest paragraf, elaborat de V. Gheorghiu și M. Bodea, constituie o completare la ediția în limba română, (n.t.).

## PROBLEME

- 5.1 Pentru circuitul din fig. 5.1 se cunosc:  $V_{CC}=15\text{ V}$ ,  $R_1=R_2=0$ ,  $R_3=5\text{ k}\Omega$ ,  $R_L=2\text{ k}\Omega$ ,  $V_{BE(\text{on})}=0,7\text{ V}$ . Ariile tuturor tranzistoarelor se vor presupune egale.
- Să se schițeze caracteristica de transfer  $V_o(V_i)$ .
  - Să se repete punctul (a) pentru  $R_L=10\text{ k}\Omega$ .
  - Să se schițeze forma de undă a tensiunii  $V_o$  pentru cazurile de la punctele (a) și (b) dacă la intrare ( $V_i$ ) se aplică o tensiune sinusoidală cu o amplitudine de  $10\text{ V}$ .
  - Folosind SPICE se vor verifica rezultatele de la (a), (b), (c) și se vor determina distorsiunile de armonica a doua și a treia ale tensiunii  $V_o$  în condițiile de la (c).
- 5.2 (a) Pentru circuitul din Problema 5.1 să se schițeze caracteristica (dreaptă) de sarcină, în planul  $I_c-V_{ce}$  pentru  $R_L=2\text{ k}\Omega$  și  $R_L=10\text{ k}\Omega$ .
- Să se calculeze apoi valoarea maximă a puterii medii de ieșire, în regim sinusoidal, care poate fi furnizată sarcinii  $R_L$  (se vor considera ambele valori  $2\text{ k}\Omega$  și  $10\text{ k}\Omega$ ) înainte ca să apară limitarea. Se vor schița formele de undă pentru  $I_{c1}$ ,  $V_{ce1}$  și  $P_{c1}$ .
  - Să se calculeze randamentul circuitului pentru fiecare din cele două valori ale sarcinii  $R_L$  (puterile disipate în  $Q_3$  și  $R_3$  se vor neglija).
  - Să se aleagă  $R_L$  astfel încât să se obțină pentru randament o valoare maximă. Se va calcula apoi valoarea corespunzătoare a puterii medii de ieșire. Se vor presupune semnale sinusoidale.
- 5.3 (a) Să se arate că orice dreaptă de sarcină este tangentă la o hiperbolă de putere constantă, într-un punct aflat la mijlocul dreptei de sarcină.
- Să se calculeze valoarea maximă posibilă a puterii instantanee disipate de tranzistorul  $Q_1$  din Problema 5.1 pentru  $R_L=2\text{ k}\Omega$  și  $R_L=10\text{ k}\Omega$ .
  - Să se calculeze puterea medie disipată de tranzistorul  $Q_1$  din circuitul din Problema 5.1 pentru  $R_L=2\text{ k}\Omega$  și  $R_L=10\text{ k}\Omega$ . Se va presupune că tensiunea  $V_o$  este sinusoidală având o amplitudine egală cu valoarea maximă posibilă, înainte de a apărea limitarea.
- 5.4 Dacă  $Q_1$  din Problema 5.1 are  $\beta_F=100$ , să se calculeze puterea medie de semnal furnizată lui  $Q_1$  de etajul de comandă dacă tensiunea  $V_o$  este sinusoidală cu o amplitudine egală cu valoarea maximă posibilă, înainte de a apărea limitarea. Se va repeta calculul pentru  $R_L=10\text{ k}\Omega$ . Apoi se va calcula câștigul în putere al circuitului.
- 5.5 Să se calculeze panta incrementală a caracteristicii de transfer a circuitului din Problema 5.1 în punctul static de funcționare și la extremele excursiei de semnal pentru o valoare de vârf a sinusoidelor de la ieșire de  $1\text{ V}$  și pentru  $R_L=2\text{ k}\Omega$ .
- 5.6 (a) Pentru circuitul din Problema 5.1, să se traseze dreptele de sarcină în planul  $I_c-V_{ce}$  pentru  $R_L=0$  și  $R_L=\infty$ . Pentru  $I_c$  se va considera gama de variație  $0-30\text{ mA}$ . Se vor trasa de asemenea hiperbolele de putere constantă pentru  $P_c=0,1\text{ W}$ ,  $0,2\text{ W}$  și  $0,3\text{ W}$ . Care este puterea instantanee maximă posibilă disipată în  $Q_1$  pentru valorile anterioare ale sarcinii  $R_L$ . Se va presupune că etajul de comandă poate furniza pentru tranzistorul  $Q_1$  (care are  $\beta_F=100$ ) un curent de bază de maximum  $0,3\text{ mA}$ .
- Dacă valoarea instantanee maximă a puterii disipate care se poate accepta pentru tranzistorul  $Q$  este de  $0,2\text{ W}$  să se calculeze valoarea minimă permisă pentru  $R_L$  (soluția grafică este cea mai ușoară).
- 5.7 Pentru un etaj cu emitorul comun, ca acela din fig. 5.8, se dau următoarele valori:  $I_Q=1\text{ mA}$ ,  $R_L=3\text{ k}\Omega$ ,  $V_{CE(\text{sat})}=0,1\text{ V}$ ,  $V_{CC}=5\text{ V}$  și  $I_S=10^{-15}\text{ A}$ .

- (a) Să se schițeze caracteristica de transfer  $V_o(V_i)$ . Se va repeta pentru o valoare a curentului  $I_Q$  de 2 mA.
- (b) Să se calculeze puterea medie de ieșire maximă care poate fi furnizată sarcinii  $R_L$ , înainte de a se instala limitarea. Să se calculeze valoarea corespunzătoare a randamentului circuitului și valoarea medie a puterii disipate de tranzistorul  $Q_1$ .
- (c) Să se calculeze puterea instantanee maximă disipată de tranzistorul  $Q_1$  pentru cazul în care se aplică un semnal de intrare mare.
- 5.8 Să se calculeze distorsiunea de armonica a doua și distorsiunea de armonica a treia a tensiunii de la ieșirea circuitului din Problema 5.7 pentru o valoare de vârf a tensiunii sinusoidale de la ieșire de 0,5 V și 1 V.
- 5.9 Pentru circuitul din fig. 5.11 se dau următoarele valori:  $V_{CC}=15$  V,  $R_L=2$  k $\Omega$ ,  $V_{BE(on)}=0,6$  V și  $V_{CE(sat)}=0,2$  V.
- (a) Să se schițeze caracteristica de transfer  $V_o(V_i)$  presupunând că tranzistoarele se deschid brusc pentru  $V_{be}=V_{BE(on)}$ .
- (b) Să se schițeze forma de undă a tensiunii de la ieșire și forma de undă a curentului de colector prin fiecare tranzistor pentru cazul unei tensiuni de intrare sinusoidale de amplitudine 1 V, 10 V și 20 V.
- (c) Folosind SPICE se vor verifica rezultatele de la (a) și (b) — ambele tranzistoare sunt caracterizate de  $I_S=10^{-16}$  A,  $\beta_F=100$ ,  $r_b=100$   $\Omega$  și  $r_c=20$   $\Omega$  — și se vor determina distorsiunile de armonica a doua și distorsiunile de armonica a treia ale tensiunii  $V_o$  în condițiile de la (b).
- 5.10 Pentru circuitul din fig. 5.14 se dau următoarele valori:  $V_{CC}=12$  V,  $I_Q=0,1$  mA,  $R_L=1$  k $\Omega$ . Pentru toate dispozitivele  $I_S=10^{-15}$  A și  $\beta_F=150$ . Să se calculeze valoarea tensiunii  $V_i$  și a curentului prin fiecare dispozitiv pentru  $V_o=0$ ,  $\pm 5$  V și  $\pm 10$  V. Să se schițeze apoi caracteristica de transfer pentru o gamă de variație a tensiunii de la ieșire de  $-10$  V— $+10$  V.
- 5.11 Pentru circuitul din fig. 5.11 se va lua  $V_{CC}=12$  V,  $R_L=1$  k $\Omega$  și  $V_{CE(sat)}=0,2$  V. Se va presupune că tensiunea de intrare sinusoidală ( $V_i$ ) este suficientă pentru a duce tensiunea de la ieșire la valoarea maximă înainte de a apărea limitarea. Să se calculeze puterea medie maximă care poate fi furnizată sarcinii  $R_L$ , înainte de a apărea limitarea, valoarea corespunzătoare a randamentului și puterea instantanee maximă disipată de tranzistor. Se vor neglija distorsiunile de trecere.
- 5.12 Să se calculeze și să se schițeze pentru circuitul din Problema 5.11 formele de undă  $I_{c1}$ ,  $V_{ce1}$  și  $P_{c1}$  pentru tranzistorul  $Q_1$  pentru o perioadă întreagă. Se va lua o amplitudine a tensiunii de la ieșire de 11,5 V, 6 V și 3 V. Se vor neglija distorsiunile de trecere și se vor presupune semnale sinusoidale.
- 5.13 Pentru etajul de ieșire din fig. 5.19 se va lua  $V_{CC}=15$  V și pentru toate dispozitivele  $V_{CE(sat)}=0,2$  V,  $V_{BE(on)}=0,7$  V și  $\beta_F=50$ .
- (a) Să se calculeze limitele de variație pozitive și negative ale tensiunii  $V_o$  pentru  $R_L=10$  k $\Omega$  și  $R_L=2$  k $\Omega$ .
- (b) Să se calculeze puterea medie maximă care poate fi furnizată sarcinii  $R_L$  înainte de a apărea limitarea, pentru  $R_L=10$  k $\Omega$  și  $R_L=2$  k $\Omega$ . Să se calculeze valoarea corespunzătoare a randamentului (numai pentru dispozitivele de ieșire) și puterea medie disipată de fiecare tranzistor de ieșire. Se vor neglija distorsiunile de racordare și se vor presupune semnale sinusoidale.
- 5.14 Pentru etajul de ieșire din fig. 5.21a se va lua  $V_{CC}=15$  V,  $\beta_F(pnp)=50$ ,  $\beta_F(npn)=200$  și pentru toate dispozitivele  $V_{BE(on)}=0,2$  V,  $I_S=10^{-14}$  A.

Se va presupune că curentul de colector al tranzistorului  $Q_{13A}$  este de 0,2 mA.

(a) Să se calculeze limitele de variație pozitive și negative ale tensiunii  $V_o$  pentru  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  și  $R_L = 200 \Omega$ .

(b) Să se calculeze puterea medie maximă care poate fi furnizată sarcinii  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  înainte de apăsarea limitărilor și valoarea corespunzătoare a randamentului circuitului (numai pentru tranzistoarele de ieșire). Se va calcula și valoarea de vârf a puterii instantanee a fiecăruia din tranzistoarele de ieșire. Semnalele se vor presupune sinusoidale.

5.15 (a) Pentru circuitul din Problema 5.14, să se calculeze valoarea maximă posibilă a puterii de ieșire care poate fi furnizată unei sarcini  $R_L$ , dacă puterea instantanee disipată pentru un dispozitiv trebuie să fie mai mică de 100 mW. Se va specifica și valoarea corespunzătoare a sarcinii  $R_L$  și randamentului circuitului (numai pentru tranzistoarele de ieșire). Se vor presupune semnale sinusoidale.

(b) Să se repete (a) dacă puterea instantanee maximă per dispozitiv este de 200 mW.

5.16 Pentru circuitul din Problema 5.14 să se calculeze curenții din punctul static de funcționare pentru tranzistoarele  $Q_{23}$ ,  $Q_{20}$ ,  $Q_{19}$ ,  $Q_{18}$  și  $Q_{14}$  dacă  $V_o = -10 \text{ V}$  și  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ . Pentru toate tranzistoarele  $I_S = 10^{-14} \text{ A}$ .

5.17 În fig. 5.35 se prezintă un etaj de ieșire în clasă B, Darlington, realizat numai cu tranzistoare *nnp*. Pentru toate tranzistoarele  $V_{BE(on)} = 0,7 \text{ V}$ ,  $V_{CE(sat)} = 0,2 \text{ V}$ ,  $\beta_F = 100$ . Curentul de colector al tranzistorului  $Q_3$  este de 2 mA.

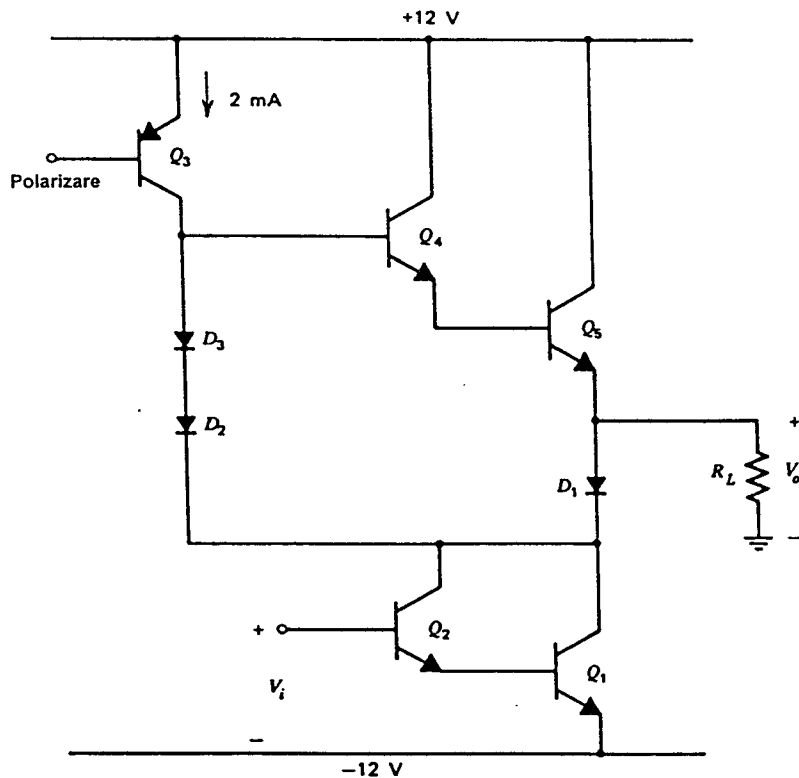


Fig. 5.35 Etaj de ieșire realizat numai cu tranzistoare *nnp* în conexiune Darlington.

- (a) Să se calculeze limita pozitivă și cea negativă a excursiei tensiunii de la ieșire,  $V_o$ , dacă  $R_L = 8 \Omega$ .
- (b) Să se calculeze puterea disipată în circuit pentru  $V_o = 0 \text{ V}$ .
- (c) Să se calculeze valoarea maximă a puterii medii de la ieșire care poate fi furnizată unei sarcini  $R_L = 8 \Omega$ , înainte de a apărea limitarea și valoarea corespunzătoare a randamentului pentru *întregul* circuit. De asemenea, se va calcula puterea instantanee maximă disipată de fiecare tranzistor de ieșire. Se va presupune că etajului i s-a aplicat o reacție negativă astfel că tensiunea  $V_o$  este aproximativ sinusoidală.
- (d) Folosind SPICE se va trasa caracteristica de transfer de curent continuu  $V_o(V_i)$ ,  $V_o$  variind pe toată gama de valori, cu  $R_L = 8 \Omega$ . Pentru  $Q_1$ ,  $Q_2$  și  $D_1$  se vor considera valorile:  $I_S = 10^{-15} \text{ A}$ ,  $r_b = 1 \Omega$ ,  $r_c = 0,2 \Omega$ ,  $\beta_F = 100$  și  $V_A = 30 \text{ V}$ . Dispozitivele  $Q_4$ ,  $Q_2$ ,  $D_2$  și  $D_3$  sunt de 100 de ori mai mici ca dispozitivele mari. Pentru  $Q_3$  se va presupune că  $r_c = 50 \Omega$  și  $V_A = 30 \text{ V}$ .
- 5.18** Pentru circuitul din fig. 5.26 se va lua  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ,  $\beta_F(pnp) = 30$ ,  $\beta_F(npn) = 150$ ,  $I_S(pnp) = 10^{-15} \text{ A}$ ,  $I_S(npn) = 10^{-14} \text{ A}$  și pentru toate dispozitivele  $V_{BE(on)} = 0,7 \text{ V}$ ,  $V_{CE(sat)} = 0,2 \text{ V}$ . Se va presupune că  $Q_5$  și  $Q_6$  sunt tranzistoare *nnp* și că valoarea curentului de colector a tranzistorului  $Q_4$  este de  $0,15 \text{ mA}$ .
- (a) Să se calculeze limita pozitivă și cea negativă a excursiei tensiunii de la ieșire,  $V_o$ , pentru  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ .
- (b) Să se calculeze curenții din punctul static de funcționare pentru tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$  dacă  $V_o = 0 \text{ V}$ .
- (c) Să se calculeze valoarea maximă a puterii medii de la ieșire (undă sinusoidală) care poate fi furnizată unei sarcini  $R_L$  dacă puterea instantanee maximă disipată pentru un dispozitiv este de  $100 \text{ mW}$ . Se vor calcula valoarea corespunzătoare a sarcinii  $R_L$  și a valorii de vârf a curentului prin tranzistoarele  $Q_3$  și  $Q_4$ .
- 5.19** În fig. 5.36 este prezentată schema unui etaj de ieșire BiCMOS în clasă AB ale cărui tranzistoare au următoarele valori ale parametrilor:  $\beta_F(npn) = 80$ ,  $\beta_F(pnp) = 20$ ,  $V_{BE(on)} = 0,8 \text{ V}$ ,  $\mu_p C_{ox} = 26 \mu\text{A/V}^2$  și  $V_t = -0,7 \text{ V}$ .
- (a) Să se calculeze curenții din punctul static de funcționare prin fiecare tranzistor în condițiile în care  $V_o = 0$ ,
- (b) Să se calculeze limita pozitivă și limita negativă a excursiei tensiunii de la ieșire,  $V_o$ , pentru  $R_L = 200 \Omega$ ; se va determina apoi valoarea maximă a puterii medii care poate fi furnizată sarcinii fără ca să apară limitări.
- (c) Se va folosi SPICE pentru verificarea rezultatelor obținute la punctul (a) și pentru trasarea caracteristicii complete de transfer în curent continuu  $V_o(V_i)$ . Se vor trasa și formele de undă ale curenților  $I_{C1}$ ,  $I_{C2}$  și  $I_{D2}$  pentru o tensiune de ieșire  $V_o$  sinusoidală având o amplitudine de  $2 \text{ V}$  și de  $4 \text{ V}$ . Pentru simulare se vor folosi pentru tranzistoarele bipolare parametrii de model dați în fig. 2.32 cu excepția valorilor date mai sus ale câștigului în curent  $\beta_F$ .
- 5.20** Să se proiecteze un etaj de ieșire CMOS, având schema din fig. 5.29, care să furnizeze la ieșire  $\pm 3 \text{ V}$ , înainte de a intra în limitări la ieșire, în condițiile în care  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  și  $V_{DD} = V_{SS} = 5 \text{ V}$ . Curentul din punctul static de funcționare prin tranzistorul  $M_3$  este de  $10 \mu\text{A}$ , iar curentul de repaus prin tranzistoarele  $M_1$  și  $M_2$  de  $100 \mu\text{A}$ . Se va lua  $(W/L)_3 = (W/L)_6 = 100/1$ . Aria totală a cipului trebuie adusă la minimum. Se vor determina rapoartele  $W/L$  pentru tranzistoarele  $M_1$ — $M_6$ .

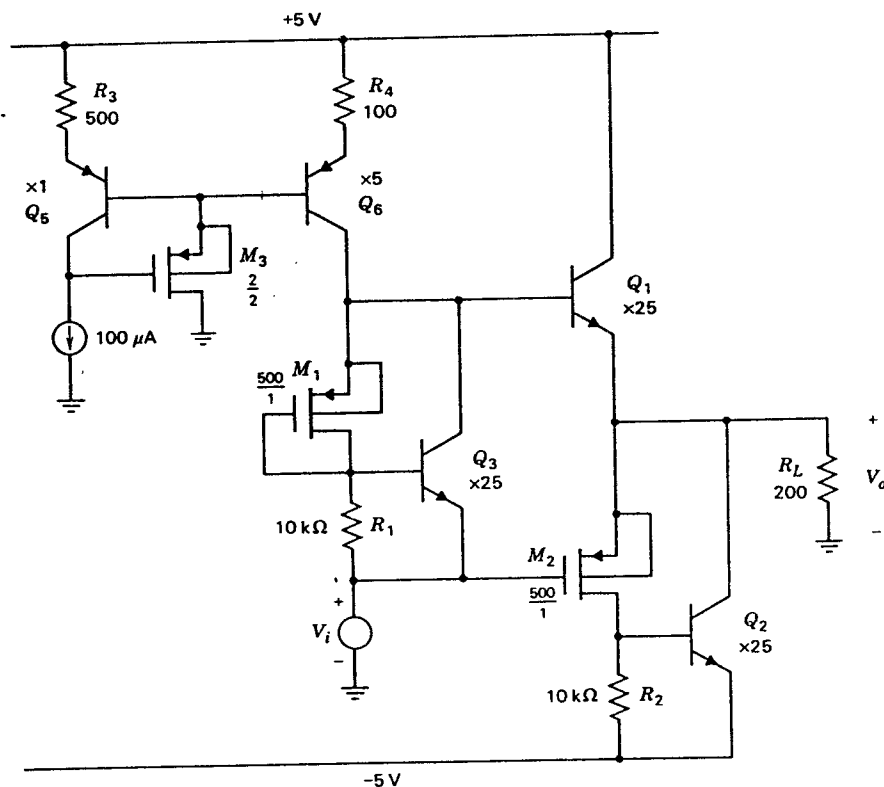


Fig. 5.36 Etaj de ieșire BiCMOS în clasă AB.

Se cunosc:  $V_t = -0,7 \text{ V}$ ,  $\mu_n C_{ox} = 60 \text{ } \mu\text{A/V}^2$  pentru tranzistoarele NMOS și  $V_t = 0,7 \text{ V}$ ,  $\mu_p C_{ox} = 26 \text{ } \mu\text{A/V}^2$  pentru tranzistoarele PMOS,  $\gamma = 0,4 \text{ V}^{-1}$ ,  $\lambda = 0,02 \text{ V}^{-1}$ . Procesul este n-well. Valoarea minimă pentru  $L$  este de  $1 \text{ } \mu\text{m}$ . Se va verifica proiectarea prin trasarea caracteristicii  $V_o(V_i)$  folosind în acest scop SPICE.

## BIBLIOGRAFIE

1. E.M. Cherry și D.E. Hooper. *Amplifying Devices and Low-Pass Amplifier Design*, Wiley, New York, 1968, Capitolul 9.
2. E.M. Cherry și D.E. Hooper. Op. cit., Capitolul 16.
3. J. Millman și C.C. Halkias. *Integrated Electronics*, McGraw-Hill, New York, 1972, Capitolul 18.
4. A.B. Grebene. *Analog Integrated Circuit Design*, Van Nostrand Reinhold, New York, 1972, Capitolele 5—6.
5. T.M. Frederiksen și J.E. Solomon. "A High-Performance 3-Watt Monolithic Class-B Power Amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-3, pp. 152—160, June 1968.
6. P.R. Gray. "A 15-W Monolithic Power Operational Amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-7, pp. 474—480, December 1972.

7. R.G. Meyer și W.D. Mack. "A Wideband Class AB Monolithic Power Amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 24, pp. 7—12, February 1989.
8. E.L. Long și T.M. Frederiksen. "High-Gain 15-W Monolithic Power Amplifier with Internal Fault Protection," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-6, pp. 35—44, February 1971.
9. K. Tsugaru, Y. Sugimoto, M. Noda, T. Ito, Y. Suwa. "A Single-Power-Supply 10-b Video BiCMOS Sample-and-Hold IC," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 25, pp. 653—659, June 1990.
10. B.K. Ahuja, P.R. Gray, W.M. Baxter, G.T. Vehera. "A Programmable CMOS Dual Channel Interface Processor for Telecommunications Applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-19, pp. 892—899, December 1984.
11. H. Khorramabadi. "A CMOS Line Driver with 80 dB Linearity for ISDN Applications," *1991 Symposium on VLSI Circuits, Digest of Technical Papers*, pp. 75—76, June 1991.



## AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

Marea majoritate a circuitelor integrate analogice sunt constituite în esență din circuite tip, fundamentale, interconectate astfel încât să se obțină funcția dorită. Aceste circuite tip au fost studiate în cele trei capitole precedente. Cu toate că varietatea circuitelor analogice - atât a celor de uz general cât și a celor cu destinație specială realizate la comandă, este aproape nelimitată, ca circuite standard se evidențiază doar câteva deoarece au, probabil, aplicabilitatea cea mai mare dintr-o varietate de aplicații. Aceste circuite standard includ amplificatoarele operaționale, stabilizatoarele de tensiune, circuitele PLL (*Phase-Locked Loop* sau bucle cu calare de fază) și convertoarele A/D și D/A. În acest capitol se vor discuta amplificatoarele operaționale monolitice atât în calitate de exemplu de utilizare a circuitelor tip descrise până acum cât și ca o introducere în proiectarea și modul de aplicare ale acestei clase importante de circuite analogice. Buclele cu calare de fază sunt discutate în *Capitolul 10*, iar stabilizatoarele de tensiune în *Capitolul 8*. Deși proiectarea convertoarelor A/D și D/A nu este tratată în mod explicit ea implică însă aplicarea tehnicilor de circuit descrise în această carte.

În final se discută tehnicile de proiectare care îmbunătățesc diverse aspecte ale funcționării la joasă frecvență a amplificatorului operațional monolitic și se prezintă și alte tehnologii, de exemplu CMOS.

Un amplificator operațional\* ideal este un amplificator cu intrare diferențială, ieșire nesimetrică, câștig infinit, rezistență de intrare infinită și rezistență de ieșire nulă. O reprezentare schematică, de principiu, pentru un amplificator operațional ideal este dată în fig. 6.1. Deși amplificatoarele operaționale reale nu au aceste caracteristici ideale, performanțele lor sunt însă în mod obișnuit

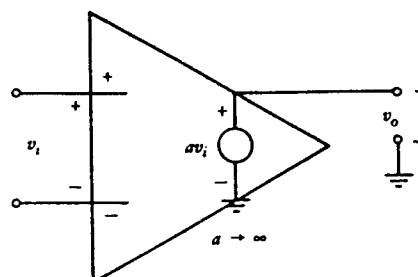


Fig. 6.1 Amplificatorul operațional ideal.

\* Pentru amplificatorul operațional se folosesc curent prescurtările AO și op amp, ultima provenind de la denumirea din limba engleză *operational amplifier* (n.t.).

suficient de bune astfel încât în majoritatea aplicațiilor comportarea circuitului să poată fi bine aproximată de aceea a unui amplificator operațional ideal.

La începutul acestui capitol se examinează câteva aplicații ale amplificatoarelor operaționale cu scopul de a ilustra versatilitatea utilizării lor în circuitele și sistemele analogice. În continuare se analizează în calitate de exemplu un amplificator operațional monolitic de uz general, 741, și se discută motivele pentru care funcționarea circuitului se abate de la aceea ideală. Comportarea la înaltă frecvență și răspunsul tranzitoriu ale amplificatoarelor operaționale se discută în Capitolele 7 și 9.

## 6.1 APLICAȚII ALE AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

**Concepte fundamentale despre reacție.** Practic, toate aplicațiile amplificatoarelor operaționale se bazează pe utilizarea *reacției*. Deși amplificatoarele cu reacție sunt tratate în detaliu în Capitolul 8, în cele ce urmează vom considera câteva concepte de bază necesare pentru înțelegerea schemelor cu amplificatoare operaționale.

Schema generală, de principiu, a unui amplificator cu reacție este dată în fig. 6.2. Blocul notat cu  $a$  este denumit amplificatorul direct sau de bază, iar blocul notat cu  $f$  rețeaua de reacție. Câștigul amplificatorului de bază,  $a$ , în absența rețelei de reacție este denumit *câștigul cu bucla deschisă*. Funcția pe care o realizează rețeaua de reacție este de a sesiza semnalul de la ieșire  $S_o$  și de a genera un semnal de reacție  $S_f$ , egal cu  $fS_o$ ,  $f$  fiind în mod obișnuit subunitar. Acest semnal de reacție se scade din semnalul de la intrare,  $S_i$ , iar diferența care rezultă,  $S_e$ , este aplicată amplificatorului de bază. Câștigul sistemului în condițiile în care este prezentă rețeaua de reacție se numește *câștigul cu bucla închisă*. Pentru amplificatorul de bază se poate scrie

$$S_o = aS_e = a(S_i - S_f) = a(S_i - S_o) \quad (6.1)$$

sau

$$\frac{S_o}{S_i} = \frac{a}{1 + af} \quad (6.2a)$$

Să observăm că atunci când produsul mărimilor  $a$  și  $f$ , denumit *câștigul pe buclă* și notat  $T$ , este mare în comparație cu unitatea, câștigul cu bucla închisă ajunge foarte apropiat de

$$\lim_{af \rightarrow \infty} \frac{a}{1 + af} = \frac{1}{f} \quad (6.2b)$$

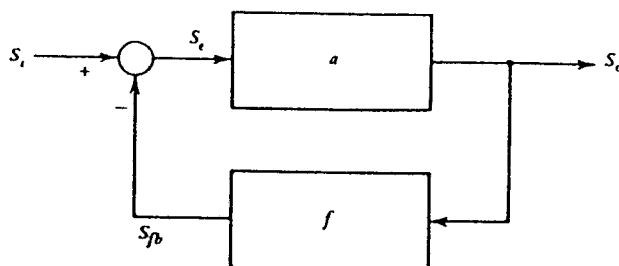


Fig. 6.2 Schema de principiu a unui amplificator cu reacție.

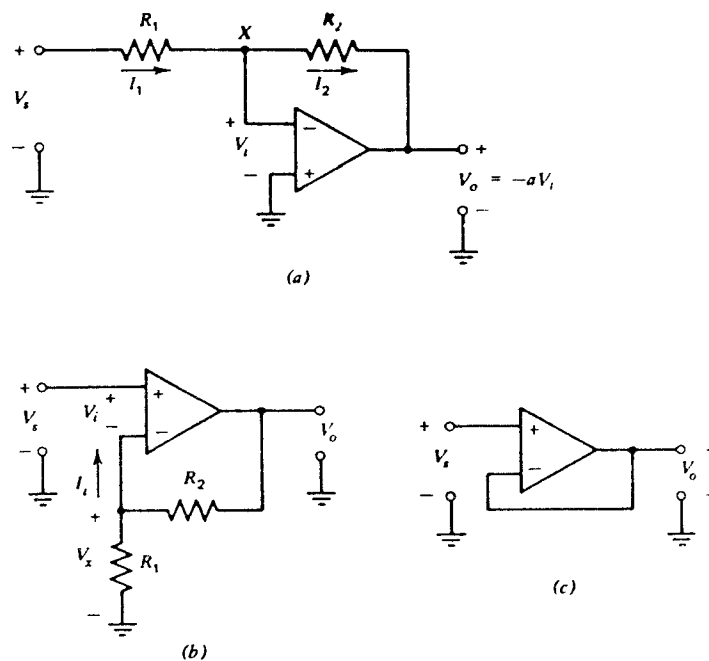
Deoarece rețeaua de reacție este compusă din componente pasive gradul de precizie cu care se poate realiza o valoare dată a mărimii  $f$  este foarte ridicat. Ca urmare valoarea câștigului se va stabili la  $1/f$ , independentă de orice variație a câștigului cu bucla deschisă,  $a$ . Faptul că parametrii care caracterizează funcționarea cu bucla închisă a amplificatorului sunt independenți de parametrii amplificatorului constituie motivul esențial care explică larga utilizare a amplificatoarelor operaționale ca elemente active în schemele analogice.

Pentru circuitul din fig. 6.2, semnalul de reacție tinde să *reducă* valoarea mărimii  $S$ , sub valoarea care corespunde cazului în care bucla este deschisă, atunci când mărimile  $a$  și  $f$  au același semn. Acest tip de reacție se numește *reacție negativă*, constituind cazul de interes practic pentru acest capitol.

După această scurtă introducere a conceptelor legate de reacție, putem trece la considerarea câtorva configurații de circuit tipice care folosesc amplificatoare operaționale. Din cauza simplității acestor circuite, este mult mai ușor să le analizăm direct aplicând legile lui Kirchhoff fără a mai încerca să le considerăm ca amplificatoare cu reacție. În *Capitolele 8 și 9* se vor considera circuite cu reacție mult mai complicate pentru care folosirea ca instrument de analiză a reacției este mult mai utilă.

**Amplificatorul inversor.** Configurația de amplificator inversor este prezentată în fig. 6.3a.<sup>1,2,3</sup> Vom presupune că amplificatorul operațional are rezistența de intrare infinită și rezistența de ieșire nulă. Scriind suma curenților în nodul  $X$  se obține

$$\frac{V_s - V_i}{R_1} + \frac{V_o - V_i}{R_2} = 0 \quad (6.3a)$$



**Fig. 6.3** (a) Configurația de amplificator inversor. (b) Configurația de amplificator neinversor. (c) Configurația de repetor de tensiune.

sau

$$\frac{V_s}{R_1} + \frac{V_o}{R_2} = V_i \left[ \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right] . \quad (6.3b)$$

Tensiunea de la intrarea amplificatorului operațional se poate scrie

$$V_i = \frac{-V_o}{a} , \quad (6.4)$$

unde  $a$  este câștigul cu bucla deschisă. Din combinarea relațiilor 6.3b și 6.4 rezultă

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{a} \left[ 1 + \frac{R_2}{R_1} \right]} . \quad (6.5)$$

Dacă valoarea câștigului amplificatorului operațional este suficient de mare astfel încât

$$a \left[ \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right] \gg 1 \quad (6.6a)$$

atunci câștigul cu bucla închisă va fi dat de

$$\frac{V_o}{V_s} \equiv -\frac{R_2}{R_1} . \quad (6.6b)$$

Se observă că valoarea câștigului cu bucla închisă depinde numai de valorile componentelor pasive externe,  $R_1$  și  $R_2$ . Deoarece acest componente pot fi selectate cu o precizie foarte bună se poate obține un nivel ridicat de precizie în funcționarea cu bucla închisă, independent de variațiile parametrilor dispozitivului activ (amplificatorul operațional). De exemplu dacă valoarea câștigului amplificatorului operațional s-ar modifica de la  $5 \times 10^4$  la  $10^5$ , această variație de 100% a câștigului ar avea un efect aproape neobservabil asupra funcționării cu bucla închisă.

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze câștigul circuitului din fig. 6.3a, pentru  $a=10^4$  și  $a=10^5$ ; rezistoarele au valorile  $R_1=1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2=10 \text{ k}\Omega$ .

Din (6.5) se obține

$$\frac{V_o}{V_s} = A = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{a} \left[ 1 + \frac{R_2}{R_1} \right]} .$$

Pentru cele două valori ale câștigului  $a$  rezultă:

$$a=10^4 \quad A = -10 \left[ \frac{1}{1 + \frac{11}{10^4}} \right] = -9,9890 ,$$

$$a=10^5 \quad A = -10 \left[ \frac{1}{1 + \frac{11}{10^5}} \right] = -9,99890 .$$

Valoarea mare a câștigului amplificatoarelor operaționale permite realizarea unei analize aproximative a circuitelor de tipul celui din fig. 6.3a prin utilizarea *condiției de punct de sumare*<sup>1</sup>. Dacă amplificatorul operațional este conectat într-un circuit cu reacție negativă și dacă valoarea câștigului său este foarte mare, atunci pentru o valoare finită a tensiunii de la ieșire, tensiunea de la intrare trebuie să fie practic nulă, deoarece

$$v_i = -\frac{V_o}{a} . \quad (6.7)$$

Rezultă că în analiza unor astfel de circuite se va putea presupune a priori că tensiunea de la intrarea amplificatorului operațional este nulă. În această discuție s-a făcut și presupunerea implicită că reacția este negativă și că circuitul are un punct de funcționare *stabil* în care relația 6.7 este aplicabilă. Presupunerea  $V_i=0$  se numește *condiția de punct de sumare*.

O altă condiție este aceea că la intrarea amplificatorului operațional curentul este nul, deoarece dacă  $V_i=0$  căderea de tensiune pe rezistența de intrare este nulă. Condiția de punct de sumare permite o înțelegere mult mai intuitivă a funcționării configurației de amplificator inversor din fig. 6.3a. Într-adevăr, deoarece potențialul intrării inversoare este forțat să fie egal cu potențialul masei, rezistorul  $R_1$  este utilizat pentru convertirea tensiunii  $V_i$  într-un curent de intrare având valoarea  $V_i/R_1$ . Cum acest curent nu se poate închide prin intrările amplificatorului operațional, rezultă că el va curge prin rezistorul  $R_2$  determinând la bornele sale o cădere de tensiune  $V_o R_2/R_1$ . De observat că rezistența de intrare a întregului circuit văzută de  $V_i$  este chiar  $R_1$ , deoarece intrarea inversoare are potențialul masei. Intrarea inversoare a amplificatorului operațional este denumită uneori și masă „virtuală” ca urmare a faptului că potențialul ei este forțat de reacția negativă să fie egal cu cel al masei.

**Amplificatorul neinversor.** Schema circuitului neinversor este prezentată în fig. 6.3b.<sup>1,2,3</sup> Utilizând condiția de punct de sumare, condiția ca  $I_i=0$  și relația

$$V_v = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (6.8)$$

rezultă  $V_s = V_v$ , deoarece  $V_i=0$ . Relația 6.8 se rescrie sub forma:

$$V_o = V_s \left[ 1 + \frac{R_2}{R_1} \right] . \quad (6.9)$$

Spre deosebire de cazul amplificatorului inversor, acest circuit are, ca o consecință a tipului de reacție utilizat (vezi *Capitolul 8*), o impedanță de intrare foarte mare. De observat, de asemenea, ca o deosebire față de configurația de inversor, că prin conectarea ca neinversor tensiunea de intrare de mod comun a amplificatorului operațional devine egală cu  $V_i$ . Un caz particular important al acestei conexiuni îl constituie repetorul de tensiune, pentru care  $R_2=0$  și  $R_1=\infty$ , obținându-se astfel un câștig unitar. Schema de repetor este prezentată în fig. 6.3c.

**Amplificatorul diferențial.** Amplificatorul diferențial este utilizat pentru a amplifica *diferența* între două tensiuni. Circuitul este prezentat în fig. 6.4.<sup>1,2</sup> Pentru acest circuit  $I_{i1}=0$

deci rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$  formează un divizor de tensiune care lucrează în gol. Ca urmare tensiunea  $V_x$  va fi egală cu:

$$V_x = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} . \quad (6.10)$$

Din condiția de punct de sumare,  $V_i = 0$ , rezultă că  $V_x = V_y$ . Expresia curentului  $I_1$  va fi deci

$$I_1 = \frac{V_2 - V_y}{R_1} = I_2 . \quad (6.11)$$

Tensiunea de ieșire este dată de

$$V_o = V_y - I_2 R_2 . \quad (6.12)$$

Înlocuind (6.10) și (6.11) în (6.12) și folosind egalitatea  $V_x = V_y$  se obține relația

$$V_o = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{V_2 - V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{R_1} R_2 . \quad (6.13)$$

care prin rearanjare conduce la următoarea expresie:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2) . \quad (6.14)$$

Rezultă că circuitul amplifică *diferența* ( $V_1 - V_2$ ) a tensiunilor de intrare. De obicei amplificatoarele diferențiale sunt folosite pentru a pune în evidență și a amplifica diferențe mici între două tensiuni de valori relativ mari. O aplicație tipică este, de exemplu, măsurarea tensiunii din diagonala de măsură a unei punți Wheatstone. Se observă că, la fel ca și în cazul conexiunii neinvertoare, amplificatorul operațional din fig. 6.4 suportă o tensiune de mod comun care, pentru  $R_2 \gg R_1$ , este aproape egală cu tensiunea de mod comun aplicată pe intrările circuitului.

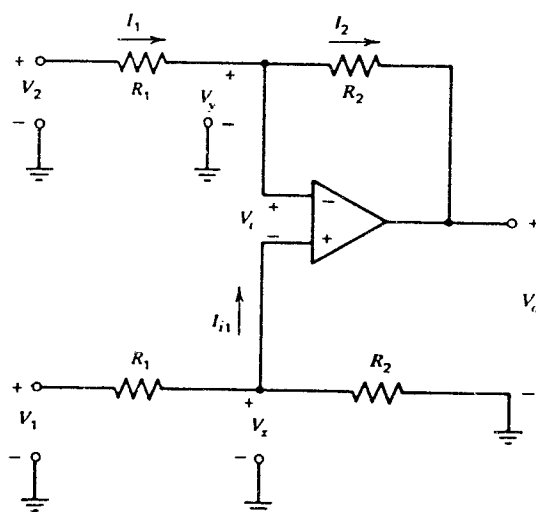


Fig. 6.4 Configurația de amplificator diferențial.

**Operații analogice neliniare.** Amplificatoarele operaționale se pot utiliza pentru a realiza o prelucrare neliniară a unui sau mai multor semnale analogice prin includerea în bucla de reacție a unor elemente neliniare. Un exemplu de astfel de aplicație îl constituie amplificatorul logaritmice prezentat în fig. 6.5. Amplificatoarele logaritmice găsesc o largă aplicație în sistemele de măsurare în care trebuie puse în evidență și înregistrate semnale cu o gamă dinamică foarte largă.

Modul de funcționare al acestui circuit se poate înțelege aplicând și în acest caz condiția de punct de sumare. Deoarece tensiunea de intrare a amplificatorului operațional trebuie să fie nulă rezistorul  $R$  servește pentru a converti tensiunea de la intrare într-un curent. Un curent de valoare egală trebuie să treacă prin colectorul tranzistorului: circuitul forțează deci valoarea curentului de colector, valoare care este proporțională cu tensiunea de la intrare. Deoarece tensiunea bază-emitor a unui tranzistor bipolar în regiunea activă directă depinde logaritmice de curentul de colector, se va obține o caracteristică de transfer logaritmice:

$$I_1 = \frac{V_s}{R} = I_c = I_s \left[ \exp \frac{V_{be}}{V_T} - 1 \right] \approx I_s \exp \frac{V_{be}}{V_T}, \quad (6.15)$$

$$V \approx -V_{be}. \quad (6.16)$$

$$V_o = -V_T \ln \frac{V_s}{I_s R}. \quad (6.17)$$

Amplificatorul logaritmice constituie numai unul din exemplele din marea varietate de aplicații ale amplificatoarelor operaționale în care, pentru a se obține o caracteristică de transfer neliniară, se utilizează un element neliniar în bucla de reacție. De exemplu cu două amplificatoare logaritmice se obțin logaritmi a două semnale diferite, care se adună, iar apoi rezultatul adunării se aplică unui convertor exponențial (acest convertor se poate realiza folosind configurația de amplificator inversor în care rezistența  $R_1$  se înlocuiește cu o diodă). Se obține astfel un multiplicator analogic (acest multiplicator se va discuta în detaliu în *Capitolul 10*). În mod similar se pot realiza și alte funcții neliniare cum ar fi, de exemplu: limitare, redresare, detecție de vârf, extragerea rădăcinii, ridicare la o putere arbitrară și împărțire.

**Integrator, derivator.** Circuitele de integrare și derivare, prezentate în fig. 6.6, constituie exemple de utilizare a amplificatoarelor operaționale în care — pentru realizarea răspunsului dorit în frecvență sau în timp<sup>1,2</sup> — în rețeaua de reacție se folosesc elemente reactive.

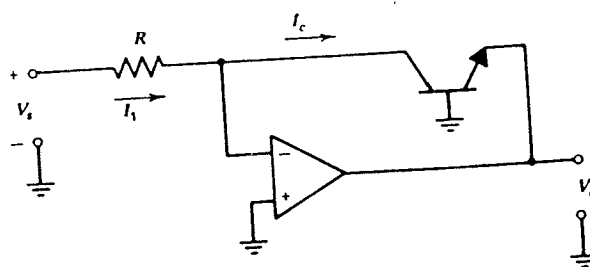


Fig. 6.5 Configurația de amplificator logaritmice.

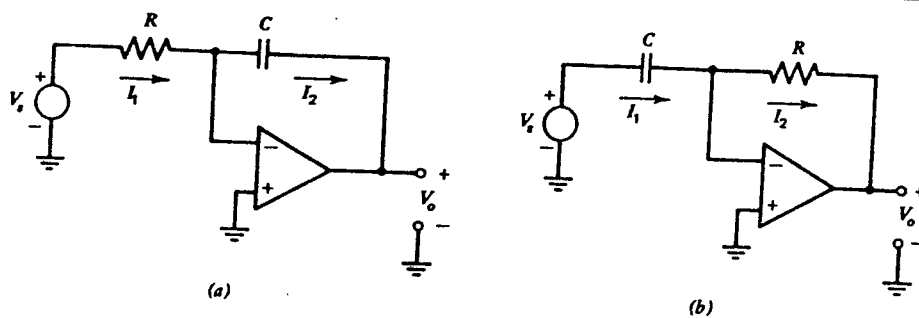


Fig. 6.6 Configurația de integrator (a) și de derivator (b).

În cazul integratorului rezistorul  $R$  este utilizat pentru a se obține un curent  $I_1$  proporțional cu tensiunea de la intrare. Acest curent se închide prin capacitorul  $C$ , a cărui tensiune la borne este proporțională cu integrala în timp a curentului  $I_1$ . Deoarece tensiunea de la ieșire este egală și de semn contrar cu tensiunea pe capacitor, rezultă că la ieșire se obține un semnal proporțional cu integrala în timp a semnalului de la intrare. Relațiile corespunzătoare sunt:

$$I_1 = \frac{V_s}{R} = I_2, \quad (6.18)$$

$$V_o = -\frac{1}{C} \int_0^t I_2 dt + V_o(0). \quad (6.19)$$

Din (6.18) și (6.19) se obține

$$V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_s(t) dt + V_o(0). \quad (6.20)$$

Caracteristicile amplificatorului operațional real limitează gama de variație a tensiunii  $V_o$  și a vitezei de variație a tensiunilor  $V_o$  și  $V_s$  pentru care se mai menține valabilitatea relației 6.20. În cazul derivatorului capacitorul  $C$  este conectat între intrare și masa virtuală. Curentul prin capacitor este proporțional cu derivata în raport cu timpul a tensiunii de la bornele sale, tensiune egală cu tensiunea de la intrare. Acest curent se închide prin rezistența de reacție,  $R$ , producând la ieșire o tensiune proporțională cu derivata tensiunii de la intrare:

$$I_1 = C \frac{dV_s}{dt} = I_2, \quad (6.21)$$

$$V_o = -RI_2 = -RC \frac{dV_s}{dt}. \quad (6.22)$$

**Integratorul cu capacitoare comutate.** În multe cazuri performanțele cerute amplificatoarelor operaționale care fac parte dintr-un subsistem monolitic analogic sunt mult diferite de acelea cerute amplificatoarelor operaționale care sunt utilizate drept componente de sine stătătoare. Probabil că diferența cea mai importantă constă în aceea că pentru multe din amplificatoarele operaționale care fac parte dintr-un subsistem monolitic sarcina pe care lucrează este



bine definită fiind adeseori pur capacitivă, având valori de ordinul câtorva pF. Pe de altă parte amplificatoarele operaționale de uz general care sunt utilizate drept componente de sine stătătoare trebuie proiectate astfel încât să ofere un nivel de performanțe care să fie independent de o încărcare capacitivă de până la câteva sute de pF și de o încărcare rezistivă de până la 2 k $\Omega$ . Într-un subsistem monolitic analogic numai câteva din amplificatoare trebuie să trimită semnalul în afara cipului, acolo unde sarcinile capacitive și rezistive sunt semnificative și variabile. Aceste amplificatoare vor fi denumite *buffer de ieșire* iar amplificatoarele a căror ieșire nu merge în afara cipului *amplificatoare interioare*.

În fig. 6.7a este prezentat în forma sa cea mai simplă integratorul cu capacitoare comutate care constituie o aplicație tipică pentru un amplificator operațional interior. Acest circuit este mult utilizat ca bloc de bază în filtrele monolitice cu capacitoare comutate datorită faptului că răspunsul în frecvență al integratorului este insensibil față de prezența diverselor capacități parazite existente la ambele terminale ale capacitoarelor monolitice folosite în circuit. Originea acestor elemente parazite a fost discutată în Secțiunea 2.10.12. Un alt motiv pentru utilizarea lor extensivă îl constituie faptul că prin folosirea ca element de bază a unui integrator sinteza unei anumite caracteristici de frecvență a filtrului este relativ directă. În această secțiune vom analiza răspunsul în frecvență al integratorului cu capacitoare comutate.

Integratorul cu capacitoare comutate se compune din: un amplificator operațional, un capacitor de integrare, un capacitor de eșantionare și din patru comutatoare realizate cu tranzistoare MOS. Comutatoarele sunt comandate de semnalele de ceas ale căror forme de undă sunt indicate în fig. 6.7a. Capacitatea de sarcină indicată este dată de capacitoarele de eșantionare ale integratoarelor următoare plus oricare alte capacități parazite care pot fi prezente.

În intervalul de timp în care semnalul de ceas  $\phi_1$  se află în starea cu nivel ridicat (H) tranzistoarele  $M_1$  și  $M_3$  funcționează în regiunea de triodă și servesc la încărcarea capacitorului de eșantionare la o tensiune egală cu tensiunea semnalului de intrare. În continuare semnalul de ceas  $\phi_1$  trece în starea cu nivel coborât (L) iar semnalul de ceas  $\phi_2$  în starea H. Ca urmare tranzistoarele  $M_2$  și  $M_4$  se deschid, capacitorul de eșantionare fiind astfel conectat între nodul de sumare al amplificatorului și masă. Modificarea potențialului nodului de sumare face ca ieșirea amplificatorului operațional să evolueze astfel încât să aducă înapoi la zero potențialul nodului de sumare. În urma acestui proces sarcina care a fost stocată în capacitorul  $C_S$  este transferată capacitorului de integrare  $C_I$ , deoarece după epuizarea regimului tranzitoriu tensiunea pe capacitorul  $C_S$  este adusă la zero. Această sarcină se adaugă celei deja existente în capacitorul de integrare. Deci, după parcurgerea unui ciclu complet al semnalului de ceas (vezi fig. 6.7a) modificarea tensiunii de la ieșirea integratorului este proporțională cu valoarea semnalului de la intrare și cu valoarea raportului celor două capacități.

Dată fiind importanța integratorului cu capacități comutate, ca o aplicație a amplificatoarelor operaționale MOS, în continuare vom analiza răspunsul în frecvență al circuitului din fig. 6.7a.

Începem prin a defini sfârșitul intervalului în care semnalul de ceas  $\phi_1$  este în starea H drept momentul  $n$ ; în acest moment comutatoarele  $M_1$  și  $M_3$  se închid și se achiziționează un eșantion al semnalului de intrare.

Momentul  $(n+1)$  este definit ca fiind punctul corespunzător pe următorul ciclu al semnalului de ceas. Funcționarea integratorului se exprimă prin relația care există între tensiunile de intrare și ieșire în aceste două momente:

$$v_{o(n+1)} = v_{o(n)} + \left[ \frac{C_S}{C_I} \right] v_{i(n)} \quad (6.23)$$

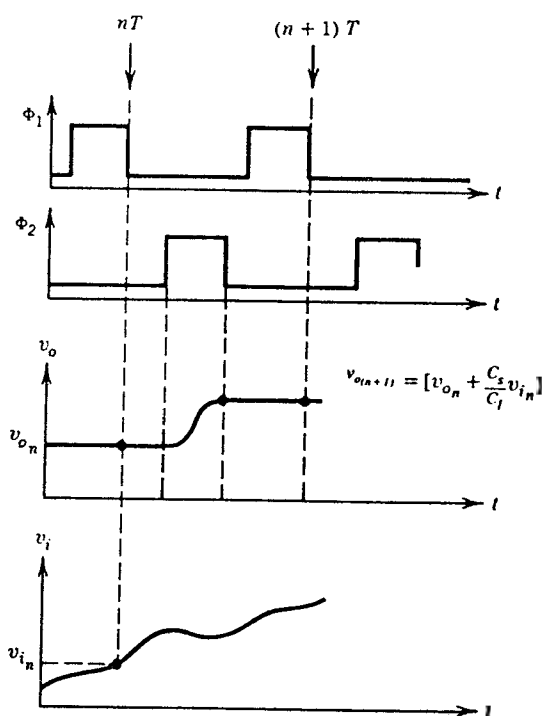
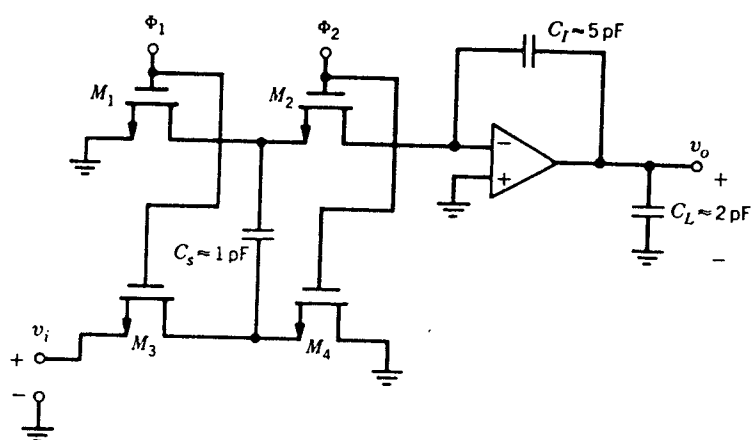


Fig. 6.7a. Integratorul cu capacități comutate constituie o aplicație tipică a amplificatorului operațional MOS interior. Atunci când tensiunea semnalului de ceas  $\phi$  este în starea cu nivel coborât tranzistoarele MOS corespunzătoare sunt blocate.

Această relație ne permite să determinăm răspunsul în frecvență al integratorului deoarece operația de întârziere a unui semnal în domeniul timp cu o perioadă,  $T$ , a semnalului de ceas este echivalentă cu multiplicarea cu factorul  $e^{-j\omega T}$  în domeniul frecvență. Deci

$$v_o(j\omega) = v_o(j\omega)e^{-j\omega T} + \left[ \frac{C_s}{C_l} \right] v_i(j\omega)e^{-j\omega T} \quad (6.24)$$

din care rezultă răspunsul în frecvență al integratorului:

$$\frac{v_o}{v_i}(j\omega) = -\frac{C_s}{C_l} \left[ \frac{1}{1 - e^{j\omega T}} \right] \quad (6.25)$$

Folosind identitatea

$$\sin \omega = \frac{1}{2j} (e^{j\omega} - e^{-j\omega})$$

relația 6.25 devine:

$$\frac{v_o}{v_i}(j\omega) = \frac{1}{\frac{j\omega}{\omega_o}} \left[ \frac{\omega T/2}{\sin \omega T/2} e^{-j\omega T/2} \right] \quad (6.26)$$

unde

$$\omega_o = \frac{fC_s}{C_l} \quad (6.27)$$

în care  $f$  este frecvența ceasului, egală cu  $1/T$ .

Pentru valori ale frecvenței care sunt mult mai mici decât frecvența ceasului mărimea  $\omega T$  este mult mai mică ca unitatea și factorul cuprins în paranteze în (6.26) ajunge egal cu unitatea. Factorul care rămâne este răspunsul în frecvență al unui integrator analogic, adică de fapt ceea ce s-a dorit. În realizările practice trebuie însă luate în considerare adeseori defazajul suplimentar și eroarea dată de valoarea neunitară a modului corespunzătoare factorului cuprins în paranteze în relația 6.26. Totuși, în principiu, circuitul poate fi privit ca realizând o integrare analogică a semnalului. Se observă că constanta de timp a integratorului este identică cu aceea care s-ar obține prin înlocuirea capacitorului de eșantionare și a comutatoarelor cu un rezistor având valoarea  $1/fC_s$ . Această echivalență este ilustrată în fig. 6.7b.

O cerință esențială pentru amplificatorul operațional din fig. 6.7a este ca valoarea curenților de polarizare ai intrărilor să fie extern de mică pentru a nu se pierde nimic din sarcina din capacitatoarele comutate. Rezultă că această aplicație se potrivește în mod ideal amplificatoarelor operaționale care utilizează tranzistoare MOS în etajul de intrare.

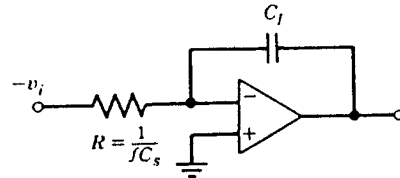


Fig. 6.7b Echivalentul analogic al integratorului cu capacitatoarele comutate pentru valori ale frecvenței mult mai mici decât frecvența de ceas.

## 6.2 ABATERI DE LA MODELUL IDEAL ÎN AMPLIFICATOARELE OPERAȚIONALE REALE

Amplificatoarele operaționale reale se abat semnificativ de la modelul ideal. Efectele principale date de aceste abateri constau în limitarea gamei de frecvență a semnalelor care pot fi amplificate cu fidelitate, în fixarea unei limite inferioare pentru mărimea semnalelor de curent continuu care pot fi prelucrate și a unei limite superioare pentru valoarea impedanței elementelor pasive utilizate în rețeaua de reacție a amplificatorului. Ceea ce urmează este o trecere în revistă a celor mai importante abateri de la modelul ideal și a efectelor lor în aplicații.

**Curentul de polarizare al intrărilor.** Majoritatea amplificatoarelor operaționale monolitice au etajul de intrare realizat cu tranzistoare bipolare, ca de exemplu în fig. 6.8. În această schemă  $Q_1$  și  $Q_2$  sunt tranzistoarele de intrare ale amplificatorului. Curenții de bază ai tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  intră în intrările amplificatorului operațional, fiecare din ei fiind denumit curent de polarizare al intrării. Prezența acestor curenți violează presupunerea, făcută în analiza bazată pe condiția de punct de sumare, că valoarea curenților în intrările amplificatorului este nulă. Valorile tipice ale curenților de polarizare sunt de 10–100 nA pentru un etaj

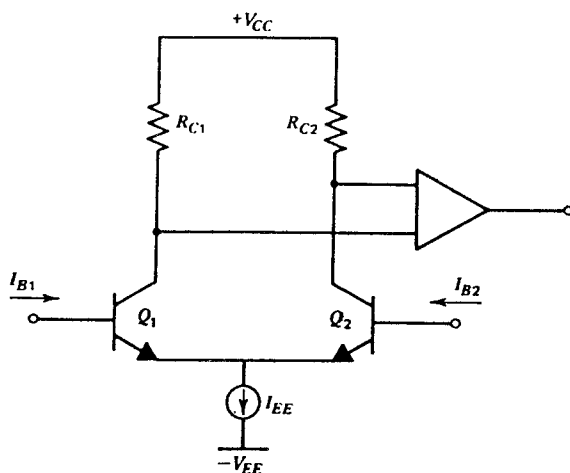


Fig. 6.8 Etaj tipic de intrare de amplificator operațional.

de intrare realizat cu tranzistoare bipolare, de 1–10 pA pentru un etaj de intrare cu TEC și mai mici de 0,001 pA pentru un etaj de intrare cu TECMOS. În amplificatoarele de curent continuu inversoare, neinversoare și diferențiale curenții de polarizare produc căderi de tensiune, nedorite, pe rezistoarele care formează rețeaua de reacție; ca urmare, chiar atunci când tensiunea de la intrare este nulă, la ieșire va apărea o tensiune mică reziduală. În cazul integratoarelor curentul de polarizare a intrării nu poate fi deosebit de curentul de semnal, care urmează să fie integrat; ca urmare tensiunea de la ieșire va varia cu

o viteză constantă, chiar dacă semnalul de la intrare este zero. Dacă curenții de polarizare ai intrărilor ar fi egali efectele lor s-ar putea anula reciproc incluzând un rezistor de compensare în serie cu una din intrări astfel încât ambelor intrări să li se prezinte aceeași impedanță. De exemplu, amplificatorul diferențial din fig. 6.4 este insensibil la curentul de polarizare atât timp cât curenții de polarizare ai intrărilor amplificatorului sunt egali. O problemă mult mai serioasă pune însă neîmperecherea aleatoare a curenților de intrare.

**Curentul de offset la intrare.** Pentru perechea cu cuplaj în emitoare, cei doi curenți de polarizare ai intrărilor vor fi egali numai dacă cele două tranzistoare vor avea același câștig în curent,  $\beta$ . Tranzistoare cu geometrie identică, realizate pe același cip de circuit integrat prezintă tipic o neîmperechere în  $\beta$  descrisă de o distribuție normală având o deviație standard de aproximativ 5 % din valoarea medie. Această neîmperechere a celor doi curenți este aleatoare,

fînd diferită de la un cip la altul; ca urmare ea nu poate fi compensată printr-un rezistor de valoare fixă. Acest aspect al funcționării circuitului este caracterizat de curentul de ofset la intrare,  $I_{OS}$ , definit de

$$I_{OS} = I_{B1} - I_{B2} . \quad (6.28)$$

Curentul de polarizare al intrărilor se definește ca fiind media celor doi curenți de la intrare:

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} . \quad (6.29)$$

**Tensiunea de ofset la intrare.** După cum s-a discutat în *Capitolul 3*, neîmperecherile determină o tensiune de ofset nenulă la intrarea amplificatorului. Tensiunea de ofset la intrare este tensiunea de intrare diferențială care trebuie aplicată pentru a aduce ieșirea la zero. Pentru amplificatoarele operaționale a căror tensiune de ofset nu a fost ajustată la nivel de placchetă valorile tipice ale tensiunii de ofset sunt cuprinse în gama 0,1—0,2 mV în cazul etajelor de intrare realizate cu tranzistoare bipolare și în gama 1—20 mV în cazul celor realizate cu TEC. În majoritatea cazurilor tensiunea de ofset poate fi adusă la zero cu ajutorul unui potențiomtru exterior amplificatorului (operație denumită „reglajul ofsetului”). Tensiunea de ofset la intrare este dependentă de temperatură. Trebuie observat că ajustarea la zero a tensiunii de ofset nu îi anulează în mod necesar și driftul. Tensiunea de ofset și driftul său impun în amplificatoarele de curent continuu limita inferioară a tensiunii continue care mai poate fi încă amplificată.

**Raportul de rejecție a modului comun (CMRR\*).** CMRR al unui amplificator operațional este definit (vezi *Capitolul 3*) ca raportul dintre câștigul de mod diferențial și câștigul de mod comun. Din punct de vedere al aplicațiilor o caracterizare mult mai semnificativă este aceea care interpretează CMRR ca variația tensiunii de ofset la intrare care rezultă pentru o variație a tensiunii de mod comun egală cu unitatea. Să presupunem, de exemplu, că aplicăm la intrarea amplificatorului o tensiune de mod comun nulă, iar apoi o tensiune diferențială de curent continuu astfel încât ieșirea să fie adusă la zero. Această tensiune diferențială de curent continuu este chiar tensiunea de ofset la intrare. Dacă ținem acum constantă tensiunea diferențială aplicată la intrare și creștem tensiunea de mod comun de la intrare cu  $\Delta V_{ic}$ , tensiunea de la ieșire se va modifica cu  $\Delta V_o$ :

$$\Delta V_o = A_c \Delta V_{ic} . \quad (6.30)$$

Pentru a aduce ieșirea înapoi în zero, este necesar să modificăm tensiunea diferențială de la intrare cu  $\Delta V_{id}$ :

$$\Delta V_{id} = \frac{\Delta V_o}{A_d} = \frac{A_c \Delta V_{ic}}{A_d} . \quad (6.31)$$

Rezultă că putem interpreta efectul dat de valoarea finită a CMRR prin variația tensiunii de ofset la intrare care are loc ori de câte ori se modifică tensiunea de mod comun de la intrare.

Prin utilizarea relațiilor 3.131 și 6.31 se obține:

$$\text{CMRR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = \left( \left| \frac{\Delta V_{id}}{\Delta V_{ic}} \right|_{V_o=0} \right)^{-1} = \left( \frac{\Delta V_{OS}}{\Delta V_{ic}} \right)^{-1} \approx \left( \left| \frac{\partial V_{OS}}{\partial V_{ic}} \right|_{V_o=0} \right)^{-1} \quad (6.32)$$

\* Notăția CMMR, utilizată curent și în românește, provine din inițialele cuvintelor din limba engleză *Common Mode Rejection Ratio* (n.t.).

Această expresie a fost folosită în *Capitolul 4* pentru a se obține relația 4.132. În circuitele de tipul amplificatorului diferențial din fig. 6.8 prezența tensiunii de intrare de mod comun se poate echivala cu o tensiune de ofset, obținându-se astfel la ieșire o tensiune care nu poate fi separată de aceea dată de semnalul util.

De exemplu, pentru un raport de rejecție a modului comun de  $10^4$  (sau 80 dB) expresia 6.32 arată că o tensiune de mod comun de 10 V va produce o variație de 1 mV a tensiunii de ofset de la intrare.

**Rezistența de intrare.** Valoarea tipică a rezistenței de intrare pentru amplificatoarele operaționale care au etajele de intrare realizate cu tranzistoare bipolare este de 100 k $\Omega$ —1 M $\Omega$ . În mod obișnuit, câștigul în tensiune este suficient de mare, astfel încât rezistența de intrare exercită un efect neînsemnat asupra comportării circuitului în condițiile în care există reacție (bucla de reacție este închisă). Amplificatoarele operaționale care au etajele de intrare realizate cu TEC au o rezistență de intrare practic infinită.

**Rezistența de ieșire.** Datorită limitărilor determinate de circuit, rezistența de ieșire a amplificatoarelor operaționale de uz general este de ordinul a 40—100  $\Omega$ . Ca și în cazul rezistenței de intrare, rezistența de ieșire nu afectează în mod semnificativ funcționarea cu bucla închisă cu excepția cazului în care amplificatorul lucrează pe sarcini capacitive mari (apar probleme de stabilitate) și a cazului amplificatoarelor operaționale de putere care lucrează pe rezistențe de sarcină de valoare mică.

**Răspunsul în frecvență.** Câștigul în tensiune al unui amplificator operațional scade la frecvențe înalte, din cauza capacităților asociate joncțiunilor și a elementelor determinate de stocarea purtătorilor minoritari în dispozitivele care alcătuiesc amplificatorul. Scăderea câștigului poate fi accentuată prin adăugarea de capacități suplimentare — denumite capacități de compensare — asigurându-se astfel că circuitul nu oscilează (vezi *Capitolul 9*). Un parametru care caracterizează răspunsul în frecvență al unui amplificator operațional este banda la câștig unitar, definită drept frecvența la care câștigul cu bucla deschisă este egal cu unitatea. Pentru amplificatoarele de uz general această frecvență se plasează în gama 1—100 MHz. Răspunsul în frecvență se va discuta în detaliu în *Capitolele 7 și 9*.

Un al doilea aspect al comportării amplificatorului operațional la înaltă frecvență este dat de viteza maximă de variație a tensiunii de la ieșire\*. Această limitare este determinată de valoarea finită a curentului disponibil în circuit cu care poate fi încărcată și descărcată capacitatea de compensare; ea este discutată mult mai pe larg în *Capitolul 9*.

**Circuitul echivalent al amplificatorului operațional.** Efectul dat de toate aceste abateri de la modelul ideal asupra funcționării la joasă frecvență a amplificatorului operațional se pot evalua pentru cazul unei aplicații date prin utilizarea circuitului echivalent din fig. 6.9. În această figură cele două surse de curent notate  $I_b$  reprezintă valoarea medie a curenților continui care intră în terminalele de intrare ale amplificatorului. Acest sens al curenților  $I_b$  este valabil pentru un etaj de intrare realizat cu tranzistoarele *nnp*. Pentru un etaj cu tranzistoare *pnp* curenții  $I_b$  ies din terminalele de intrare ale amplificatorului. Sursa de curent notată  $I_{os}$  reprezintă diferența între curenții care circulă prin terminalele de intrare ale amplificatorului.

De exemplu, dacă pentru un circuit oarecare curentul intrării neinverse este de 1  $\mu$ A iar cel al intrării inverse este de 1,5  $\mu$ A atunci  $I_b = 1,25 \mu$ A și  $I_{os} = 0,5 \mu$ A.

\* În românește se folosește curent denumirea din limba engleză *slew-rate* și notația *SR* (n.t.).

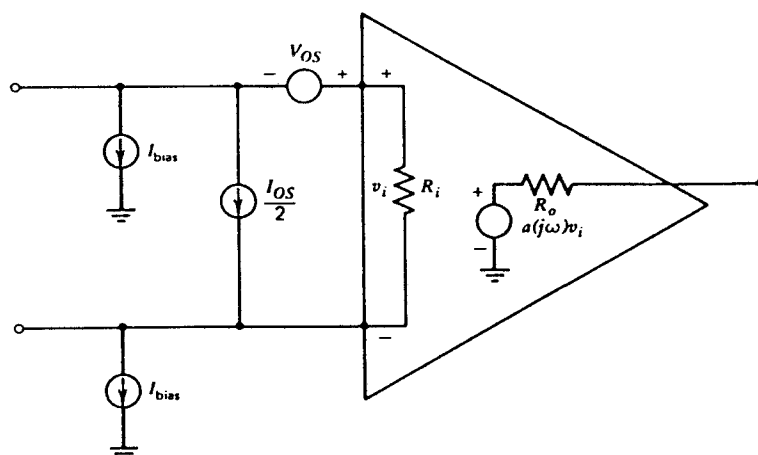


Fig. 6.9 Schema echivalentă a unui amplificator operațional, care include tensiunea și curentul de offset la intrare, curenții de polarizare ai intrărilor, rezistențele de intrare și ieșire și câștigul finit în tensiune.

### 6.3 ANALIZA UNOR AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE MONOLITICE

În Secțiunea 6.1 s-au descris câteva aplicații care folosesc amplificatoare operaționale. În această secțiune se va analiza un amplificator operațional, 741, larg utilizat. Popularitatea sa își are sursa în faptul că este compensat intern (vezi Capitolul 9) și că este un circuit relativ simplu care poate fi făcut să încapă pe un cip cu latura mai mică de 1 mm; câștigul în tensiune este mare; gamele de variație a tensiunii de intrare de mod comun și de mod diferențial sunt bune. Schema amplificatorului operațional 741 este prezentată în fig. 6.10a<sup>3</sup>. Analiza ei se va desfășura în trei etape. Se începe cu o discuție calitativă a funcționării circuitului. Apoi se va face o analiză de curent continuu pentru a se determina curenții și tensiunile din punctul static de funcționare. Analiza se încheie printr-o discuție a funcționării la semnal mic, determinându-se câștigul în tensiune, rezistența de intrare și rezistența de ieșire.

**Descrierea calitativă a funcționării circuitului.** Schema simplificată, de principiu a amplificatorului 741 este prezentată în fig. 6.10b.

Tranzistoarele de intrare  $Q_1$  și  $Q_2$  lucrează ca repetoare pe emitor, fapt care determină obținerea unei rezistențe mari de intrare și a unei valori mici a curentului de polarizare al intrărilor; ele comandă, în emitoare, perechea diferențială cu baza comună formată din tranzistoarele  $pnp$   $Q_3$  și  $Q_4$ . Tranzistoarele  $Q_5$  și  $Q_6$  constituie o sarcină activă pentru  $Q_3$  și  $Q_4$ . Aceste șase tranzistoare, luate împreună, îndeplinesc de fapt trei funcții distincte care trebuie implementate în amplificatorul operațional monolitic:

(1) Ele asigură o intrare diferențială care este relativ insensibilă la tensiunile de mod comun, o rezistență de intrare mare și câștig în tensiune. Obținerea în primul etaj a unui câștig în tensiune este desigur de dorit deoarece zgomotul și tensiunea de offset — referite la intrare — date de etajul al doilea și de etajele următoare se împart prin acest câștig.

(2) Deplasarea nivelului. După cum s-a arătat în Capitolul 2 tranzistoarele  $pnp$  care se obțin prin tehnologia standard de circuite integrate au un răspuns în frecvență slab; rezultă că pentru realizarea amplificatorului operațional calea cea mai convenabilă ar fi aceea în care s-ar folosi numai tranzistoare  $nnp$ .

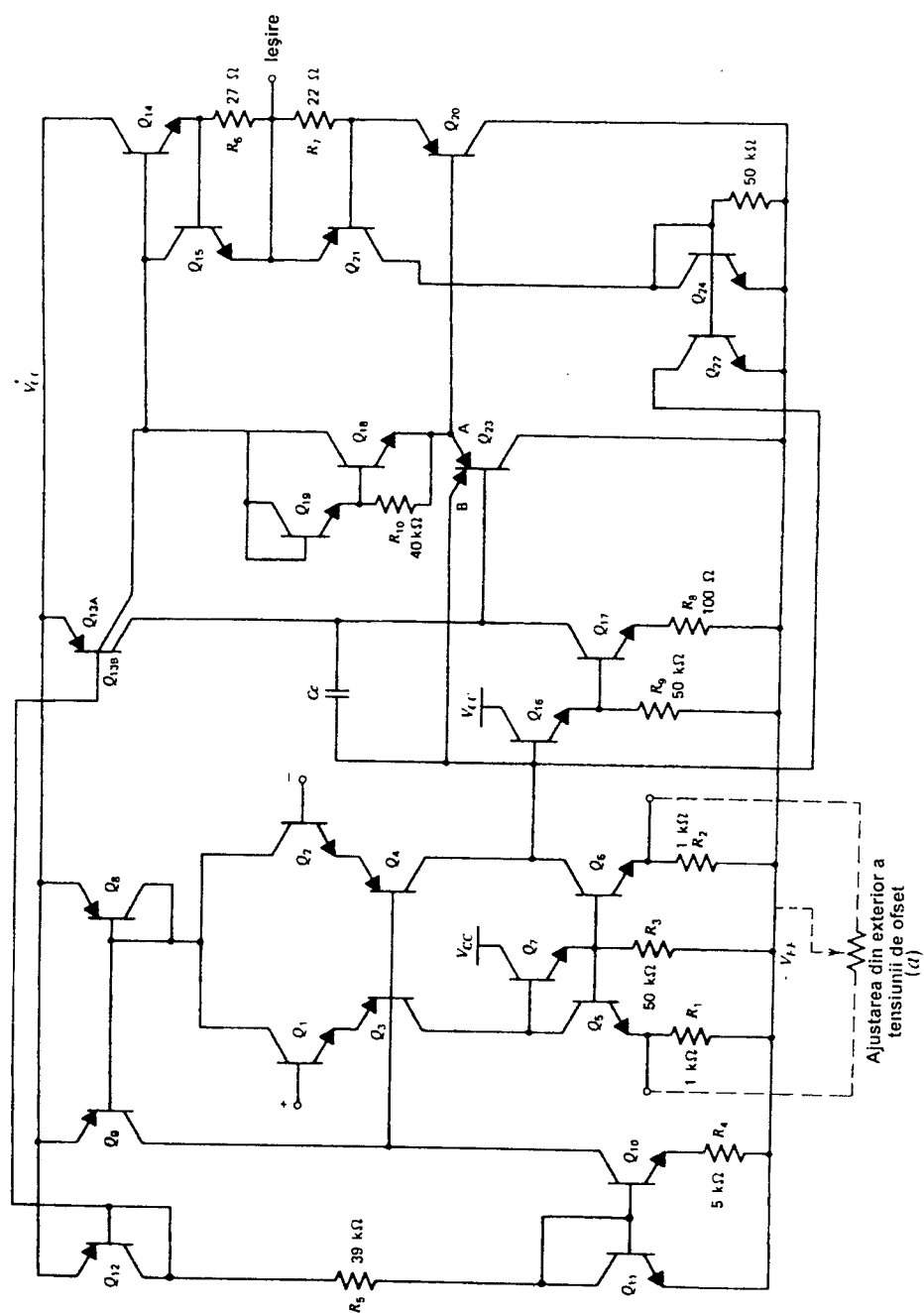


Fig. 6.10a Schema amplificatorului operațional 741.



Deoarece, odată cu fiecare etaj, nivelul de curent continuu al căii de semnal crește rezultă că undeva în circuitul amplificatorului acest nivel trebuie să fie coborât spre minus. În amplificatoarele operaționale de uz general ca, de exemplu, 741 deplasarea nivelului se efectuează prin introducerea în calea de semnal a unui tranzistor *pnp* (în acest sens se observă că în 741 colectoarele tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$  sunt la un potențial foarte apropiat de cel al sursei negative de alimentare).

(3) Conversia de la diferențial la nesimetric. Amplificatoarele operaționale au intrarea diferențială și ieșirea nesimetrică, astfel că în interiorul circuitului trebuie realizată conversia la funcționarea nesimetrică. O soluție evidentă ar fi ca *una* din ieșirile perechii cu cuplaj în emitoare să atace direct un circuit nesimetric. Această soluție conduce la o sensibilitate mare față de tensiunea de intrare de mod comun (după cum s-a discutat în Capitolul 4) astfel că în mod obișnuit se utilizează un circuit cu sarcină activă (tranzistoarele  $Q_5$  și  $Q_6$ ).

Tranzistorul  $Q_{16}$  este un repetor pe emitor care reduce efectele date de încărcarea ieșirii etajului cu sarcină activă de către tranzistorul  $Q_{17}$  care formează un amplificator cu emitorul comun cu sarcină activă, tranzistorul  $Q_{13L}$ . Acest etaj de amplificare asigură o valoare mare a câștigului în tensiune.  $Q_{23}$  constituie un alt repetor pe emitor care previne încărcarea ieșirii etajului de câștig mare de către etajul de ieșire. Tranzistoarele  $Q_{14}$  și  $Q_{20}$  formează etajul de ieșire în clasă AB.  $Q_{13}$  este un tranzistor *pnp* lateral multicolector. Geometria sa orizontală este prezentată în fig. 6.11; se observă că inelul colectorului a fost divizat în două părți, din care una „vede” 3/4, iar cealaltă 1/4 din perimetrul emitorului. Fiecare parte colectează goluri injectate de porțiunea pe care „o vede” a perimetrului emitorului.

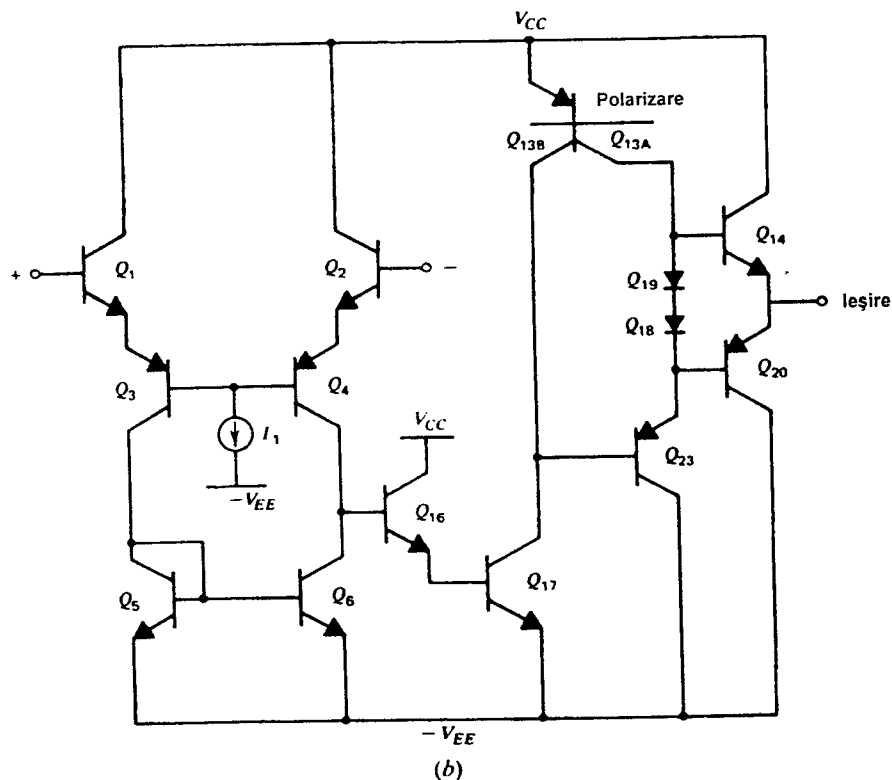


Fig. 6.10b Schema simplificată, de principiu, a amplificatorului operațional 741.

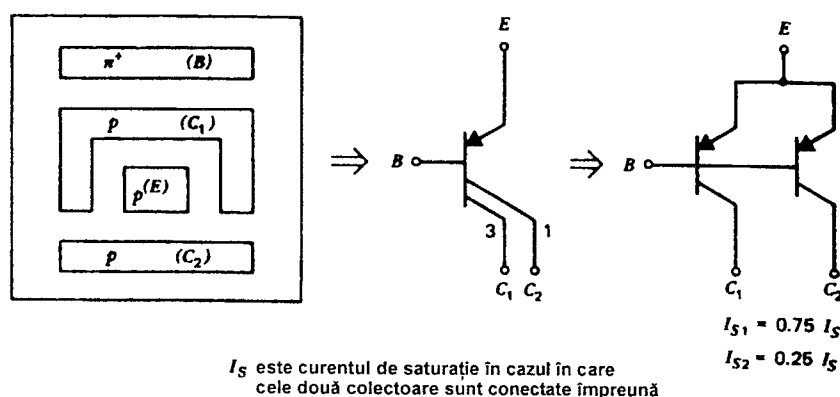


Fig. 6.11 Schema electrică echivalentă a unui tranzistor *pnp* lateral multicolector.

Rezultă că structura este echivalentă cu două tranzistoare *pnp*, care au joncțiunile bază-emitor conectate în paralel și curenții  $I_S$  egali cu o pătrime, respectiv cu trei pătrimi din cel al tranzistorului *pnp* standard la care colectorul înconjoară complet emitorul. Această echivalență este prezentată în fig. 6.11.

### 6.3.1 Analiza de curent continuu a amplificatorului operațional 741

Prima etapă în procesul de evaluare a modului de funcționare al circuitului constă în determinarea curenților și tensiunilor din punctul static de funcționare pentru fiecare tranzistor din circuit. În cazul circuitelor de tipul amplificatoarelor operaționale analiza de curent continuu pune o problemă specială din cauza valorii foarte mari a câștigului, specifică acestor circuite. Dacă am începe analiza de curent continuu cu presupunerea că cele două intrări sunt legate la masă și apoi am încerca să calculăm tensiunea de la ieșire, vom găsi că o variație mică a câștigului în curent sau a rezistenței de ieșire a tranzistoarelor din circuit produce variații importante ale valorii calculate a tensiunii de la ieșire; de fapt calculele arată că în mod obișnuit etajul de ieșire nu este în regiunea activă ci este saturat într-o direcție sau alta. Această situație apare efectiv în practică; de exemplu, presupunând un câștig în tensiune de  $10^5$  rezultă că pentru a duce etajul de ieșire în saturație, tensiunea de la intrare fiind nulă, este suficientă o valoare a tensiunii de offset la intrare de numai 0,1 mV. Ca urmare analiza de curent continuu trebuie să pornească cu presupunerea că circuitul este prins într-o buclă de reacție care forțează tensiunea de la ieșire la o valoare specificată (uzual zero); apoi se vor determina punctele de funcționare mergând de la ieșire spre intrare. A doua presupunere simplificatoare este aceea că în cazul analizei de curent continuu neglijarea rezistenței de ieșire a tranzistoarelor nu afectează prea mult valorile curenților din punctul static de funcționare. Această presupunere este rezonabilă; eroarea valorilor calculate este de 10–20%. Pe de altă parte este clar că rezistența de ieșire trebuie inclusă în analiza de semnal mic deoarece ea afectează în mod esențial câștigul etajelor cu sarcină activă.

Începem prin a calcula curenții surselor de curent de polarizare  $Q_{10}$  și  $Q_{13AB}$ ; subcircuitul corespunzător este prezentat în fig. 6.12. Neglijând curenții de bază și presupunând că toate tranzistoarele sunt în regiunea activă directă se obține:

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - 2V_{BE(on)}}{39 \text{ k}\Omega} = 0,73 \text{ mA}$$

relație în care s-a considerat  $V_{BE(on)} = 0,7 \text{ V}$ .

Tranzistoarele  $Q_{10}$  și  $Q_{11}$  formează o sursă de curent Widlar (vezi Capitolul 4). Curentul de ieșire  $I_1$  se găsește rezolvând prin încercări ecuația

$$V_T \ln \frac{I_{ref}}{I_1} = (5 \text{ k}\Omega) I_1,$$

obținându-se

$$I_1 = 19 \mu\text{A}.$$

Curenții  $I_2$  și  $I_3$  sunt egali cu trei pătrimi, respectiv o pătrime din curentul de referință:

$$I_2 = 0,55 \text{ mA},$$

$$I_3 = 0,18 \text{ mA}.$$

Ținând cont de aceste rezultate schema amplificatorului operațional 741 se reduce la forma simplificată din fig. 6.13.

În continuare vom determina curenții din punctul static pentru etajul de intrare. Subcircuitul corespunzător este indicat în fig. 6.14. În această analiză de punct static de funcționare se vor putea neglija efectele curenților de baza numai pentru tranzistoarele *nnp*, deoarece câștigul lor în curent este de ordinul sutelor. Această neglijaire nu este însă posibilă pentru tranzistoarele *pnp* deoarece au câștigul în curent mult mai mic.

Curentul de colector al tranzistorului  $Q_9$  se notează  $I_{C9}$ . Curentul de colector al tranzistorului  $Q_8$  trebuie să fie egal cu  $I_{C9}$ . Curentul  $I_A$  va fi dat de suma dintre curentul de colector al tranzistorului  $Q_8$  și curenții de bază ai tranzistoarelor  $Q_8$  și  $Q_9$ :

$$I_A = -I_{C9} \left[ 1 + \frac{2}{\beta_{pnp}} \right] \quad (6.33)$$

Dacă se neglijează curenții de bază ai tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ , atunci pentru curenții de emitor ai tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$  se poate scrie

$$I_{E3}, I_{E4} = \frac{I_A}{2} = -\frac{I_{C9}}{2} \left[ 1 + \frac{2}{\beta_{pnp}} \right] \quad (6.34)$$

Suma dintre curenții de bază ai tranzistoarelor  $Q_3$ ,  $Q_4$  și curentul de colector al tranzistorului  $Q_9$  este egală cu curentul de polarizare de  $19 \mu\text{A}$ :

$$19 \mu\text{A} = -I_{C9} + \frac{I_{E3}}{1 + \beta_{pnp}} + \frac{I_{E4}}{1 + \beta_{pnp}} = -I_{C9} \left[ 1 + \frac{1 + \frac{2}{\beta_{pnp}}}{1 + \beta_{pnp}} \right]. \quad (6.35)$$

În această relație pentru  $I_{E3}$  și  $I_{E4}$  s-a folosit expresia 6.34.

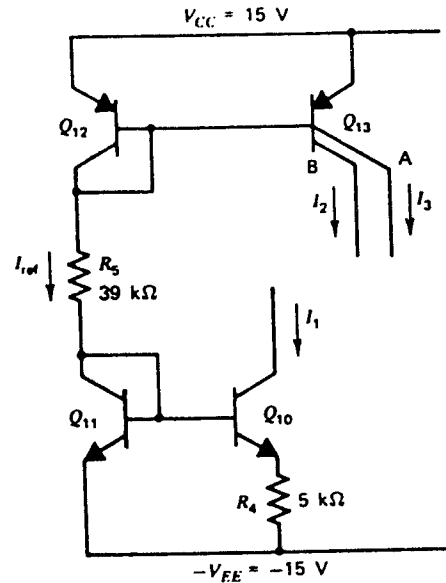


Fig. 6.12 Circuitul de polarizare al amplificatorului operațional 741.

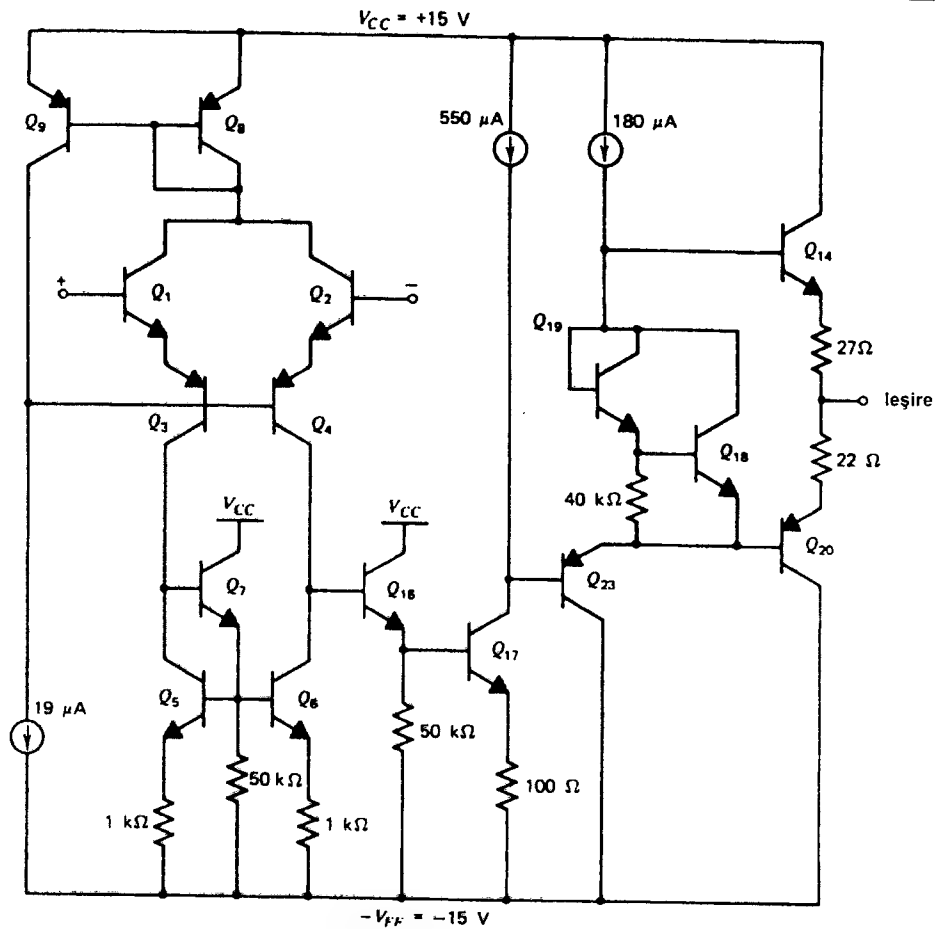


Fig. 6.13 Schema simplificată a amplificatorului 741, cu sursele de curent de polarizare idealizate.

Înlocuind (6.35) în (6.33) se obține

$$I_A = 19 \mu A \frac{1 + \frac{2}{\beta_{pnp}}}{1 + \frac{2}{\beta_{pnp}}} \approx 19 \mu A \left[ 1 + \frac{1}{\beta_{pnp}} \right]. \quad (6.36)$$

Deci, dacă câștigul în curent al tranzistoarelor *pnp* este rezonabil de mare, tranzistoarele de intrare  $Q_1$  și  $Q_2$  au curentul egal cu  $9,5 \mu A$ . De asemenea, valoarea curentului de colector al tranzistoarelor  $Q_3$ ,  $Q_4$ ,  $Q_5$ ,  $Q_6$  va fi de aproximativ  $9,6 \mu A$ . Bucla de reacție, de polarizare, formată de tranzistoarele  $Q_8$  și  $Q_9$ , stabilizează curentul static prin fiecare din tranzistoarele de intrare la aproximativ jumătate din curentul de colector al lui  $Q_{10}$ . De observat că aceasta este o *buclă de reacție negativă de mod comun*. Sursa de curent de  $19 \mu A$  trage spre minus potențialul de curent continuu al bazelor lui  $Q_3$  și  $Q_4$  crescând astfel curentul continuu care trece prin  $Q_3$ ,  $Q_4$ ,  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_8$  și  $Q_9$  până când  $I_{C9} \approx 19 \mu A$  stabilindu-se astfel echilibrul.

Această buclă de reacție afectează numai mărimile de mod comun (de polarizare); acțiunea sa nu este simțită de semnalele diferențiale din circuit deoarece bazele lui  $Q_3$  și  $Q_4$  și colectoarele lui  $Q_1$  și  $Q_2$  sunt la masă din punct de vedere a excitației diferențiale de curent alternativ.

Curenții de colector ai tranzistoarelor  $Q_5$  și  $Q_6$  sunt egali cu cei ai tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$  (se neglijează curenții de bază). În continuare se calculează curentul de colector al tranzistorului  $Q_7$ . Curentul de emitor al lui  $Q_7$  este compus din curenții de bază ai lui  $Q_5$  și  $Q_6$ , pe care îi neglijam, și din curentul care circulă prin rezistorul de  $50 \text{ k}\Omega$ . Căderea de tensiune pe acest rezistor este egală cu suma tensiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor  $Q_5$  și  $Q_6$  plus căderile de tensiune pe rezistoarele de  $1 \text{ k}\Omega$  plasate în serie cu emitoarele lui  $Q_5$  și  $Q_6$ . Tensiunea bază-emitor, la un curent de colector de  $9,5 \mu\text{A}$ , presupunând un curent  $I_S$  de  $10^{-14}$ , este de  $537 \text{ mV}$ . Căderea de tensiune pe rezistorul de  $1 \text{ k}\Omega$  este de  $9,5 \text{ mV}$ . Curentul prin rezistorul de  $50 \text{ k}\Omega$  este  $547 \text{ mV}/50 \text{ k}\Omega$  adică  $11 \mu\text{A}$ . Deci curentul de colector al lui  $Q_7$  este de  $11 \mu\text{A}$ .

În continuare vom considera tranzistorul  $Q_{16}$  (vezi fig. 6.13). Potențialul bazei lui  $Q_{17}$  este dat de suma dintre tensiunea bază-emitor a lui  $Q_{17}$ , plus căderea de tensiune pe rezistorul de  $100 \Omega$ . Curentul de colector al tranzistorului  $Q_{17}$  trebuie să fie egal cu  $550 \mu\text{A}$ , adică valoarea curentului furnizat de sursa de curent  $Q_{13B}$ , dacă așa cum am presupus — tensiunea de la ieșirea amplificatorului este zero. Potențialul în baza lui  $Q_{17}$ , față de  $V^-$ , este

$$V_{B17} = (550 \mu\text{A})(100) + V_T \ln \frac{550 \times 10^{-6}}{10^{-14}} = 55 \text{ mV} + 642 \text{ mV} , \quad (6.37)$$

$$V_{B17} = 697 \text{ mV} . \quad (6.38)$$

Curentul de bază al tranzistorului  $Q_{17}$ , presupunând un câștig în curent de 250, rezultă egal cu

$$I_{B17} = \frac{550 \mu\text{A}}{250} = 2,2 \mu\text{A} . \quad (6.39)$$

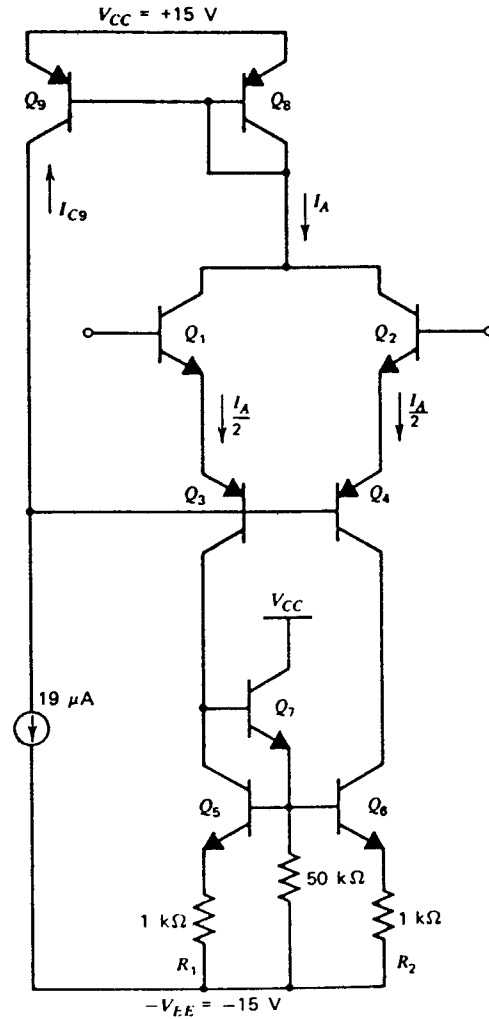


Fig. 6.14 Etajul de intrare al amplificatorului 741 cu sursa de curent de polarizare.

Deci curentul de colector al tranzistorului  $Q_{16}$  este egal cu suma dintre curentul prin rezistorul de  $50 \text{ k}\Omega$  din emitorul său și curentul de bază al tranzistorului  $Q_{17}$ :

$$I_{C16} = \frac{697 \text{ mV}}{50 \text{ k}\Omega} + 2,2 \text{ }\mu\text{A} = 16 \text{ }\mu\text{A} . \quad (6.40)$$

Vom considera acum etajul de ieșire, prezentat în fig. 6.15, presupunând pentru momentul de față că se pot neglija curenții de bază. În condițiile acestei neglijări tot curentul dat de sursa de curent de  $180 \text{ }\mu\text{A}$  se va închide prin tranzistorul  $Q_{23}$ . În continuare să determinăm curenții statici prin tranzistoarele  $Q_{14}$ ,  $Q_{18}$ ,  $Q_{20}$  și  $Q_{19}$ . Vom presupune că amplificatorul este conectat într-o buclă de reacție astfel încât tensiunea de la ieșire să fie ținută la zero și curentul de ieșire să fie nul; ca urmare curenții  $I_{C14}$  și  $I_{C20}$  vor avea valori aproximative egale. Prima problemă care trebuie rezolvată este calculul tensiunii  $V_{\text{polarizare}}$ . Curentul de colector al tranzistorului  $Q_{19}$  va fi de *aproximativ*  $0,6 \text{ V}/40 \text{ k}\Omega$  adică  $16 \text{ }\mu\text{A}$ , dacă se neglijează curentul de bază al tranzistorului  $Q_{18}$ . În condițiile acestei neglijări, curentul de colector al tranzistorului  $Q_{18}$  va fi de *aproximativ*  $(180 - 15) \text{ }\mu\text{A}$ , adică  $165 \text{ }\mu\text{A}$ . Să presupunem că această neglijare este corectă și să recalculăm curentul de colector al tranzistorului  $Q_{19}$ . Acest curent va fi egal cu suma dintre curentul de bază al tranzistorului  $Q_{18}$  și curentul prin rezistorul de  $40 \text{ k}\Omega$ :

$$I_{C19} = \frac{165 \text{ }\mu\text{A}}{\beta_F} + \frac{V_T \ln \frac{165 \text{ }\mu\text{A}}{10^{-14} \text{ A}}}{40 \text{ k}\Omega} , \quad (6.41)$$

sau

$$I_{C19} = 15,6 \text{ }\mu\text{A} . \quad (6.42)$$

Această valoare este foarte apropiată de estimarea inițială. În acest moment deoarece știm valorile curenților prin tranzistoarele  $Q_{19}$  și  $Q_{18}$ , putem să estimăm curentul de polarizare al tranzistorului de ieșire folosind relațiile determinate în *Capitolul 5* pentru acest tip de etaj de ieșire. Se obține:

$$I_{C14} = -I_{C20} = \sqrt{I_{C19} I_{C18}} \sqrt{\frac{I_{S14} I_{S20}}{I_{S18} I_{S19}}} . \quad (6.43)$$

În această relație s-a neglijat căderea de tensiune pe rezistoarele de valoare mică existente în serie cu emitoarele tranzistoarelor  $Q_{14}$  și  $Q_{20}$ . Valoarea efectivă a curentului din punctul static de funcționare care se închide prin tranzistoarele de ieșire depinde de valoarea curentului  $I_S$ , valoare care depinde și ea de geometria particulară a dispozitivului. Atunci când sarcina de la ieșire are o valoare mică ambele tranzistoare de ieșire trebuie să furnizeze curenți mari, menținând și o valoare bună a câștigului în curent. Ca urmare aceste tranzistoare vor avea geometrii mai mari decât celelalte tranzistoare din schemă. Deși geometria specifică utilizată diferă de la fabricant la fabricant, curentul  $I_S$  al acestor tranzistoare are o valoare tipică de trei ori mai mare ca aceea de la tranzistoarele cu geometrie mică. Deci

$$I_{C14} = -I_{C20} = \sqrt{(15,6 \text{ }\mu\text{A})(165 \text{ }\mu\text{A})} \times 3 = 152 \text{ }\mu\text{A} . \quad (6.44)$$

Cu acest rezultat analiza de curent continuu a circuitului se încheie.

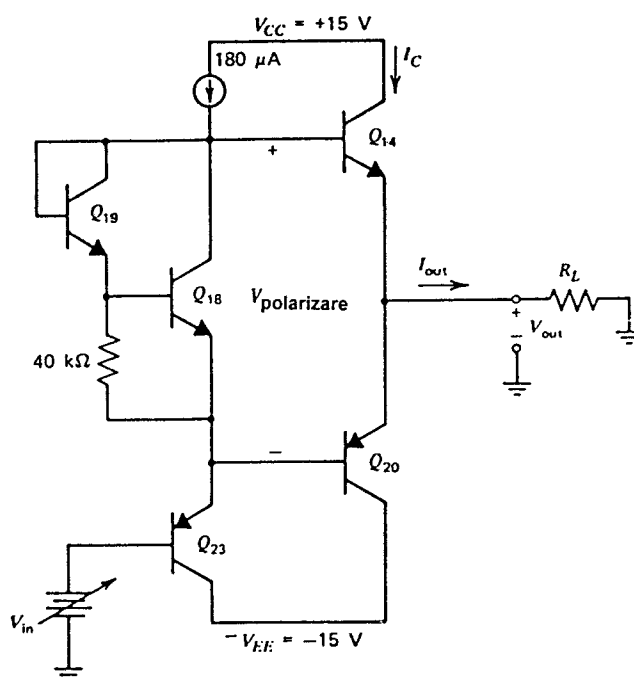


Fig. 6.15 Schema etajului de ieșire al amplificatorului operațional 741. Pentru determinarea curenților din punctul static de funcționare tensiunea  $V_o$  este nulă.

Referindu-ne la schema din fig. 6.10a se poate observa că circuitul conține unele dispozitive care acționează numai în condiții de suprasarcină.

Tranzistorul  $Q_{15}$  se deschide numai atunci când căderea de tensiune pe rezistorul de  $27\ \Omega$ , plasat în serie cu tranzistorul de ieșire, depășește o valoare de aproximativ  $550\text{ mV}$ , valoare care corespunde unui curent (care iese prin terminalul de ieșire) de aproximativ  $20\text{ mA}$ . Odată cu deschiderea lui  $Q_{15}$  curentul din baza tranzistorului  $Q_{14}$  se limitează și, corespunzător, curentul de la ieșire nu mai poate crește în continuare. Deci, tranzistorul  $Q_{15}$  realizează protecția de scurtcircuit. Se împiedică astfel distrugerea amplificatorului datorită valorilor excesive ale curentului de ieșire și ale puterii disipate care ar apărea în absența tranzistorului  $Q_{15}$  dacă ieșirea este scurtcircuitată la sursa negativă de alimentare. Tranzistoarele  $Q_{21}$ ,  $Q_{22}$  și  $Q_{24}$  realizează o funcție similară pentru cazul în care amplificatorul absoarbe curent la ieșire.

Emitorul suplimentar al tranzistorului  $pnp$  de substrat,  $Q_{23}$ , înlătură disipația excesivă care poate apare dacă i se permite tranzistorului  $Q_{17}$  să se satureze. Să presupunem că intrarea inversoare este atacată de un semnal suficient de mare, pozitiv față de intrarea neinversoare, astfel încât tranzistorul  $Q_1$  să se blocheze. Curentul din baza tranzistorului  $Q_{16}$  va fi de  $19\ \mu\text{A}$ . Dacă nu ar exista limitarea, acest curent ar fi amplificat de  $Q_{16}$ , al cărui câștig în curent poate atinge valori de până la 1000, dând un curent de colector de  $19\text{ mA}$ . Acest curent va circula prin baza tranzistorului  $Q_{17}$  (care se va satura), închizându-se la  $-V_{EE}$ , prin rezistorul de  $100\ \Omega$  din emitorul lui  $Q_{17}$ . În aceste condiții  $Q_{16}$  va disipa o putere de  $19\text{ mA} \times 30\text{ V}$  sau, aproximativ,  $600\text{ mW}$ . Emitorul suplimentar al tranzistorului  $Q_{23}$  împiedică saturarea lui  $Q_{17}$  prin deturnarea din baza tranzistorului  $Q_{16}$  a curentului de comandă, atunci când tensiunea  $V_{CB}$

a tranzistorului  $Q_{17}$  atinge 0 V. În acest fel se elimină posibilitatea apariției situației de curent mare care poate duce la distrugerea tranzistorului  $Q_{16}$ .

### 6.3.2 Analiza de semnal mic a amplificatorului operațional 741

Obiectivul următor îl constituie determinarea caracteristicilor de semnal mic ale amplificatorului. Schema se va împărți în trei părți: etajul de intrare, etajul de câștig și etajul de ieșire, pentru fiecare determinându-se rezistența de intrare, rezistența de ieșire și transconductanța.

Să considerăm pentru început schema de curent alternativ a etajului de intrare, dată în fig. 6.16, unde s-a presupus o excitație diferențială pură (excitația de mod comun se va discuta mai târziu) astfel că bazele tranzistoarelor *pnp* sunt legate la masa de curent alternativ. Începem prin a calcula transconductanța etajului scurtcircuitând ieșirea la masă și determinând curentul de ieșire care se obține atunci când se aplică un semnal de intrare diferențial. În condiții de scurtcircuit la ieșire, prin rezistențele de ieșire ale tranzistoarelor  $Q_4$  și  $Q_6$  nu trece nici un curent de semnal mic, astfel că sarcina activă produce un curent  $i_{c6}$  care este egal și de semn contrar cu curentul de colector  $i_{c3}$  al tranzistorului  $Q_3$ . Deci curentul de ieșire  $i_o$  este egal cu  $-(i_{c4} - i_{c3})$ . Rezultă că pentru a calcula transconductanța,  $G_m$ , va fi suficient să considerăm numai circuitul din fig. 6.17.

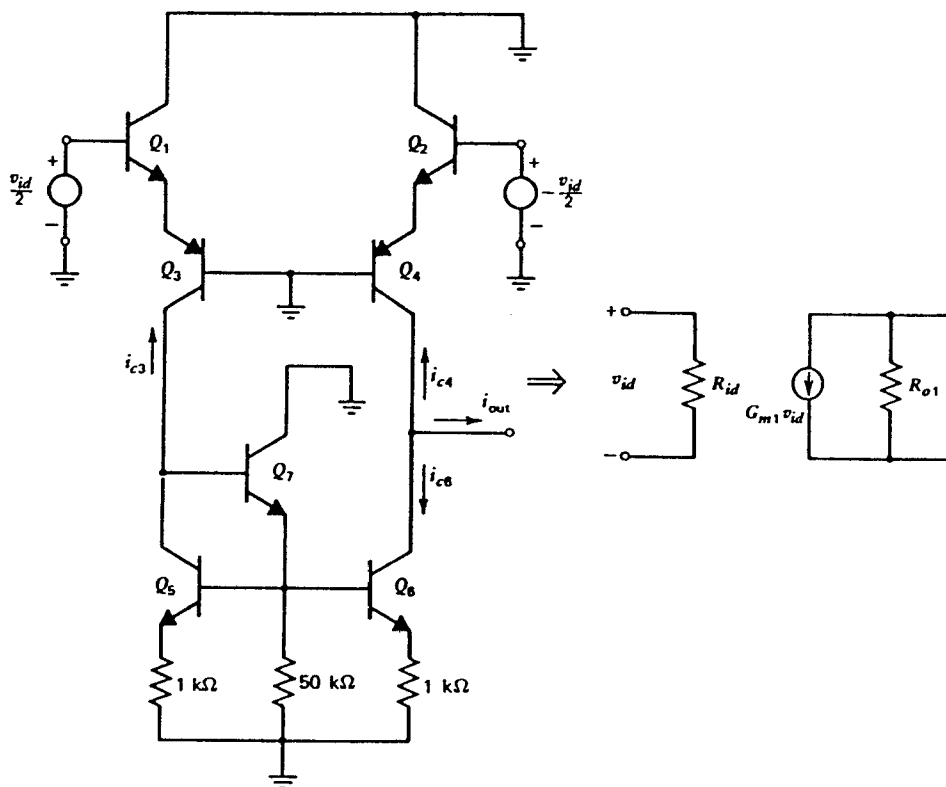


Fig. 6.16 Schema de curent alternativ a etajului de intrare și diportul echivalent.



Deoarece rezistența prezentată colectorului tranzistorului  $Q_3$  este relativ mică, în comparație cu  $r_o$  a lui  $Q_3$ , pentru aceste calcule nu va fi nevoie să luăm în considerație rezistențele de ieșire ale tranzistoarelor.

Semicircuitul echivalent de semnal mic pentru schema din fig. 6.17a este prezentat în fig. 6.17b. Pentru acest semicircuit

$$\frac{v_{id}}{2} = v_1 + v_3 \quad (6.45)$$

și

$$v_1 g_{m1} \left[ 1 + \frac{1}{\beta_{01}} \right] = v_3 g_{m3} \left[ 1 + \frac{1}{\beta_{03}} \right] \quad (6.46)$$

unde  $\beta_{01}$  este  $\beta_0$  al tranzistorului  $Q_1$  iar  $\beta_{03}$  este  $\beta_0$  al tranzistorului  $Q_3$ .

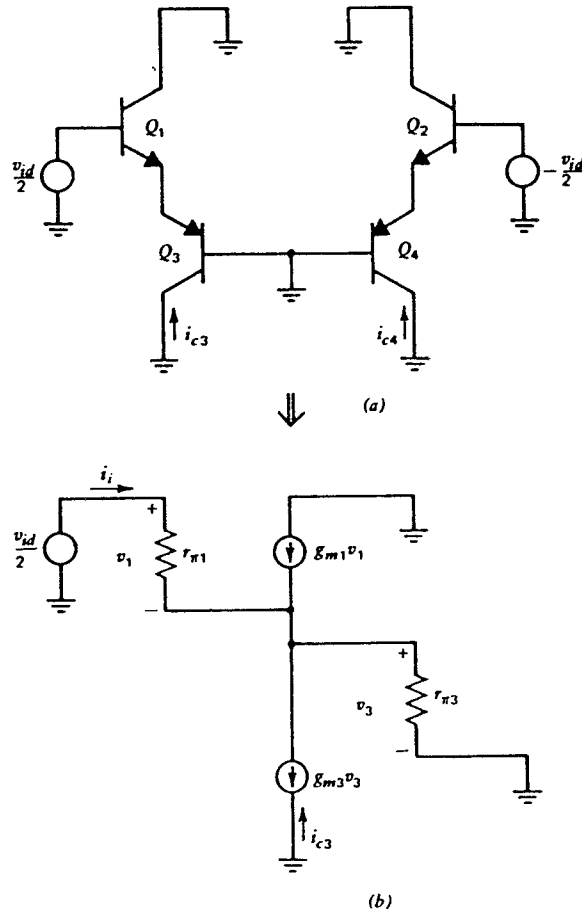


Fig. 6.17 (a) Schema de curent alternativ și (b) semicircuitul echivalent, de semnal mic, pentru calculul tranconductanței etajului de intrare.

Combinând aceste relații se obține:

$$\frac{v_{id}}{2} = v_3 \left[ \frac{g_{m3} \left[ 1 + \frac{1}{\beta_{03}} \right]}{g_{m1} \left[ 1 + \frac{1}{\beta_{01}} \right]} + 1 \right]. \quad (6.47)$$

Deoarece  $|I_{C1}| = |I_{C2}|$ , rezultă că  $g_{m1} \approx g_{m2}$ . De asemenea presupunem  $\beta_{01}, \beta_{03} \gg 1$ . Deci:

$$v_3 = \frac{v_{id}}{4}, \quad (6.48)$$

și

$$i_{c3} = \frac{-g_{m3} v_{id}}{4}. \quad (6.49)$$

Datorită simetriei circuitului

$$i_{c4} = + \frac{g_{m3} v_{id}}{4}. \quad (6.50)$$

Referindu-ne la fig. 6.16 se găsește

$$i_{out} = -i_{c4} + i_{c3} = -\frac{g_{m3} v_{id}}{2}. \quad (6.51)$$

Ca urmare transconductanța totală a etajului de intrare va fi:

$$G_{m1} = -\frac{i_{out}}{v_{id}} = \frac{g_{m1}}{2} = \frac{1}{5,4 \text{ k}\Omega}. \quad (6.52)$$

Din aceste calcule se obține și rezistența de intrare diferențială a etajului. Din fig. 6.17b rezultă că rezistența  $R_{ech}$ , care se vede privind în emitorul lui  $Q_3$ , va fi dată de

$$R_{ech} = \frac{1}{g_{m3} \left[ 1 + \frac{1}{\beta_{03}} \right]}.$$

Această rezistență apare în emitorul lui  $Q_1$ ; utilizând (3.38) se găsește că:

$$\frac{v_{id}}{2} = r_{\pi 1} + R_{ech} (\beta_{01} + 1) = r_{\pi 1} + \frac{\beta_{01} + 1}{g_{m3} \left[ 1 + \frac{1}{\beta_{03}} \right]}. \quad (6.53)$$

Presupunând ca și mai înainte că  $\beta_{03} \gg 1$  și  $g_{m1} = g_{m3}$  rezultă:

$$\frac{v_{id}}{2} = \left[ r_{\pi 1} + \frac{\beta_{01}}{g_{m3}} \right] i_i = (r_{\pi 1} + r_{\pi 1}) i_i. \quad (6.54)$$

Rescriind (6.54) pentru a pune în evidență rezistența  $R_{id}$  se obține

$$\frac{v_{id}}{i_i} = R_{id} = 4r_{\pi 1} = 2,7 \text{ M}\Omega . \quad (6.55)$$

unde s-a presupus  $\beta_0 = 250$ .

Rezistența de intrare a amplificatorului este egală deci cu de patru ori rezistența de intrare a unui singur tranzistor. În calculele anterioare, am neglijat faptul că atunci când tensiunea  $v_{id}$  se modifică, se schimbă și tensiunea de la ieșire, producându-se o reacție spre intrare prin rezistența de ieșire a tranzistorului  $Q_4$ . Acest efect determină o diferență între rezistențele de intrare care se văd la cele două intrări.

În continuare se calculează rezistența de ieșire  $R_{o1}$  a etajului de intrare. Se pasivizează sursa de semnal de la intrare (vezi fig. 6.18a) și se calculează rezistența care se vede privind în ieșirea etajului. Calculul rezistenței de ieșire se simplifică mult făcând următoarele aproximații. Rezistența echivalentă Thévenin care apare în baza lui  $Q_6$  este mică în comparație cu  $r_{\pi}$  a lui  $Q_6$ , astfel că presupunerea că baza lui  $Q_6$  este la masă introduce o eroare mică. De asemenea singurele rezistențe de ieșire care apar în mod semnificativ în  $R_{o1}$  sunt acelea ale tranzistoarelor  $Q_4$  și  $Q_6$  deoarece toate celelalte colectoare sunt legate la puncte de impedanță mică. Circuitul nu este echilibrat, așa că nodul corespunzător bazelor tranzistoarelor *npn*

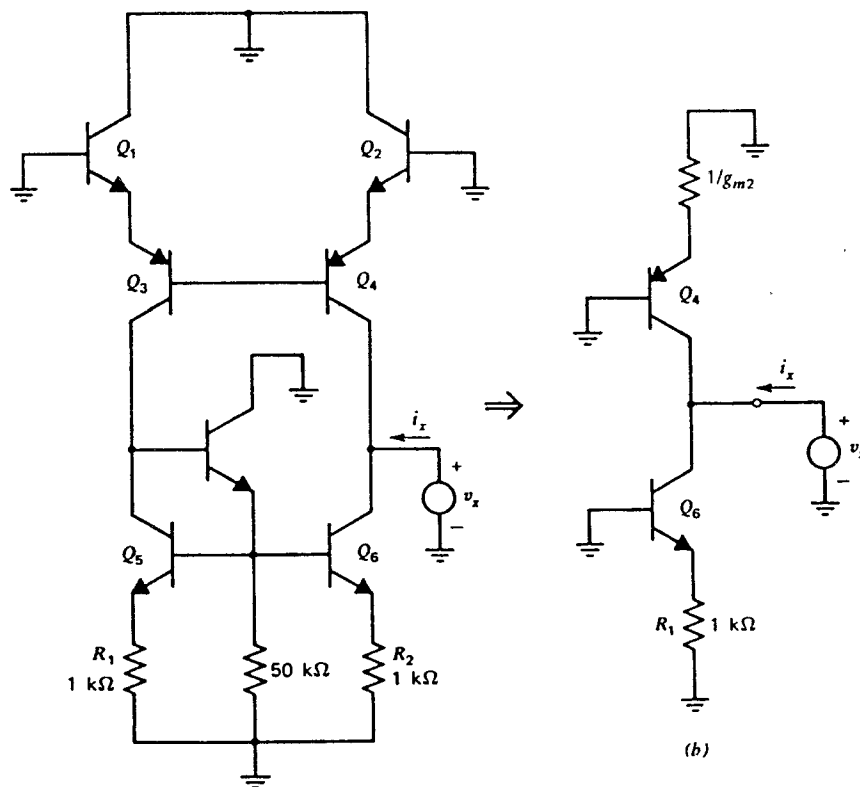


Fig. 6.18 (a) Pentru calculul rezistenței de ieșire a etajului de intrare, la ieșirea sa se aplică o sursă de test de tensiune,  $v_x$ . (b) Circuitul simplificat.

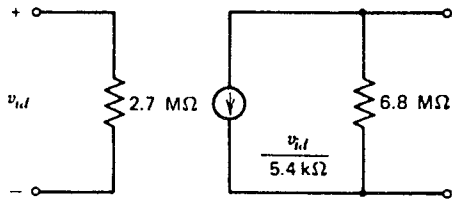


Fig. 6.19 Diportul echivalent al etajului de intrare.

incrementală din emitorul lui  $Q_4$  este  $r_e$  a lui  $Q_2$ . Expresia rezistenței de ieșire a sursei de curent, formată dintr-un tranzistor cu rezistență în emitor a fost dedusă în *Capitolul 4*. Utilizând relația 3.49 se obține:

nu este o masă virtuală. Totuși, calcule mult mai detaliate arată că acest nod poate fi considerat ca masă virtuală fără ca prin această presupunere rezultatele să se modifice mult. Cu aceste aproximații circuitul din fig. 6.18a se reduce la circuitul din fig. 6.18b, din care rezultă:

$$R_{o1} = (R_{out}|_{Q4} \parallel R_{out}|_{Q6}) . \quad (6.56)$$

Rezistența incrementală din emitorul lui  $Q_6$  este de 1 kΩ, în timp ce rezistența

$$R_{o1} = \left[ r_{o4} \times \frac{1 + g_{m4} \frac{1}{g_{m2}}}{1 + \frac{g_{m4}/g_{m2}}{\beta_{04}}} \right] \parallel \left[ r_{o6} \times \frac{1 + (g_{m6})(1 \text{ k}\Omega)}{1 + \frac{(g_{m4})(1 \text{ k}\Omega)}{\beta_{06}}} \right] . \quad (6.57)$$

Presupunând ca și înainte că  $\beta_{04}, \beta_{06} \gg 1$ , rezultă:

$$R_{o1} = 2r_{o4} \parallel 1,36r_{o6} . \quad (6.58)$$

Pentru  $\eta_{npn} = 2 \times 10^{-4}$ ,  $I_C = 9,5 \mu\text{A}$ ,  $\eta_{pnp} = 5 \times 10^{-4}$  se găsește:

$$R_{o1} = 6,8 \text{ M}\Omega . \quad (6.59)$$

Circuitul echivalent al etajului de intrare este prezentat în fig. 6.19.

Să trecem acum la al doilea etaj (vezi fig. 6.20a). Și pentru acest etaj vom calcula rezistența de intrare, transconductanța și rezistența de ieșire. Începem cu rezistența de intrare. Mai întâi determinăm rezistența echivalentă Thévenin care se vede privind în baza lui  $Q_{17}$ , notată  $R_{ech1}$  în fig. 6.20a. Utilizând rezultatele obținute în *Capitolul 3*, se obține pentru rezistența de intrare a unui amplificator cu emitorul comun și rezistență în emitor:

$$R_{ech1} = r_{\pi 17} + (\beta_{017} + 1)(100 \Omega) . \quad (6.60a)$$

În această expresie s-au neglijat efectele date de rezistența de ieșire a lui  $Q_{17}$ . Reacția pozitivă datorată acestei rezistențe face ca de fapt valoarea rezistenței de intrare să se micșoreze ușor.

Circuitul se reduce acum la forma din fig. 6.20b. Rezistența de intrare a etajului este

$$R_{i2} = r_{\pi 16} + (\beta_{016} + 1)(R_{ech1} \parallel 50 \text{ k}\Omega) . \quad (6.60b)$$

Combinând relațiile 6.60a și 6.60b rezultă:

$$R_{i2} = r_{\pi 16} + (\beta_{016} + 1) \{ [r_{\pi 17} + (\beta_{017} + 1)(100 \Omega)] \parallel (50 \text{ k}\Omega) \} . \quad (6.60c)$$

Anterior am presupus că tranzistoarele au câștigul în curent  $\beta_0$  egal cu 250. Tranzistorul  $Q_{16}$  funcționează la un curent de  $16 \mu\text{A}$ , iar  $Q_{17}$  la  $550 \mu\text{A}$ . Înlocuind valorile numerice corespunzătoare în (6.60c) se găsește

$$R_{i2} = 406 \text{ k}\Omega + 251 \times (37 \text{ k}\Omega \parallel 50 \Omega) = 5,7 \text{ M}\Omega . \quad (6.60d)$$

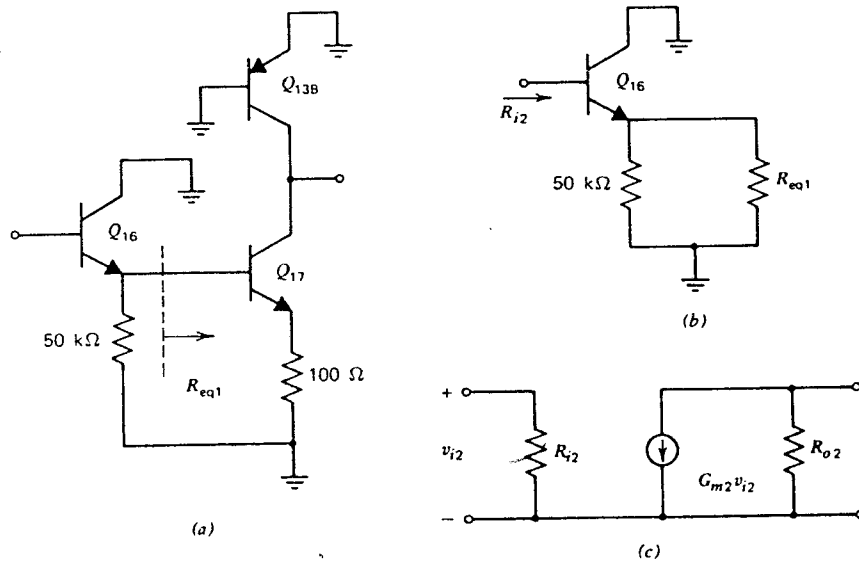


Fig. 6.20 (a) Circuitul echivalent de semnal mic al etajului al doilea. (b) Circuitul pentru calculul rezistenței de intrare. (c) Diportul echivalent al etajului al doilea.

În continuare vom calcula transconductanța etajului. Dacă presupunem că valoarea câștigului în tensiune a repetorului pe emitor Q<sub>16</sub> este aproape unitară transconductanța G<sub>m2</sub> a etajului este egală cu aceea a tranzistorului Q<sub>17</sub> cu tranzistorul de 100 Ω din emitor:

$$G_{m2} = \frac{g_{m17}}{1 + g_{m17}R_E} = \frac{1}{147 \Omega} \quad (6.61)$$

Rezistența de ieșire a etajului (R<sub>o2</sub>) este dată de rezistența de ieșire a tranzistorului Q<sub>13B</sub> în paralel cu ceea ce se vede privind în colectorul lui Q<sub>17</sub>. Utilizând din nou (4.20) se obține

$$R_{o2} = r_{o13B} \parallel r_{o17} \frac{1 + g_{m17}R_E}{1 + \frac{g_{m17}R_E}{\beta_0}} \quad (6.62)$$

care, presupunând  $\beta_0 \gg 1$ , devine:

$$R_{o2} = r_{o13B} \parallel r_{o17} [1 + g_{m17}(100 \Omega)] \quad (6.63)$$

Presupunând că

$$\eta_{pnp} = 5 \times 10^{-4} \quad (6.64)$$

$$\eta_{npn} = 2 \times 10^{-4} \quad (6.65)$$

se obține din (6.63)

$$R_{o2} = 83 \text{ k}\Omega \quad (6.66)$$

Deci până în acest punct am obținut pentru al doilea etaj mărimile R<sub>i2</sub>, R<sub>o2</sub> și G<sub>m2</sub>. Diportul echivalent este dat în fig. 6.20c.

Să trecem la **etajul de ieșire**. Schema de principiu a etajului este prezentată în fig. 6.21. Curentul de ieșire fie intră în amplificator, fie iese din amplificator în funcție de semnul tensiunii de la ieșire și de sarcină. Ca urmare rezistențele de intrare și de ieșire ale etajului de ieșire sunt puternic dependente de valorile particulare ale tensiunii și curentului de la ieșire. După cum se va arăta în continuare, rezistența de intrare a etajului de ieșire este mult mai mare decât rezistența de ieșire a etajului precedent. Ca urmare valoarea efectivă a rezistenței de intrare a etajului de ieșire nu va avea o influență puternică asupra câștigului în tensiune al circuitului. Să presupunem, de exemplu, că valoarea curentului de la ieșire este de 2 mA, că acest curent iese din terminalul de ieșire și că rezistența de sarcină are valoarea tipică de 2 kΩ. Deoarece curentul de la ieșire iese din amplificator tranzistorul  $Q_{14}$  se află în regiunea activă directă iar tranzistorul  $Q_{20}$  conduce un curent foarte mic. Circuitul echivalent de semnal mic pentru această situație este indicat în fig. 6.21b. Este limpede că valoarea câștigului în tensiune este aproximativ unitară deoarece circuitul constă din două repetoare pe emitor în serie.

Vom calcula acum rezistența de intrare a etajului final,  $R_{i3}$ . Mai întâi se determină rezistența care se vede privind în baza tranzistorului  $Q_{14}$ , notată  $R_{ech2}$  în fig. 6.21b. Folosind rezultatele obținute în *Capitolul 3* pentru repetorul pe emitor se găsește:

$$R_{ech2} = r_{\pi 14} + (\beta_{014} + 1)(2 \text{ k}\Omega) . \quad (6.67)$$

Continuăm calculând rezistența echivalentă Thévenin care se vede în emitorul tranzistorului  $Q_{23}$ , privind spre diodele  $Q_{19}$  și  $Q_{18}$ . În fig. 6.21b această rezistență este notată  $R_{ech3}$ . Din examinarea figurii rezultă:

$$R_{ech3} = r_{d18} + r_{d19} + r_{o13A} \parallel R_{ech2} . \quad (6.68)$$

Rezistența de intrare a etajului este aceea a unui repetor pe emitor,  $Q_{23}$ , care are în emitor o rezistență  $R_{ech3}$ :

$$R_{i3} = r_{\pi 23} + (\beta_{023} + 1)R_{ech3} . \quad (6.69)$$

Tranzistorul  $Q_{23}$  și cele două diode funcționează la un curent de 180  $\mu$ A iar tranzistorul  $Q_{14}$  la 2 mA. Presupunând că  $\beta_0 = 250$  pentru tranzistoarele *nnp* și  $\beta_0 = 50$  pentru tranzistoarele *pnp*, din (6.69) se obține

$$R_{i3} = r_{\pi 23} + 51R_{ech3} \quad (6.70)$$

deci

$$R_{i3} = 9,3 \text{ M}\Omega . \quad (6.71)$$

Rezistența de intrare este mult mai mare decât rezistența de ieșire a etajului precedent. Ca urmare valoarea câștigului amplificatorului nu este puternic afectată de variațiile rezistenței de sarcină conectată la ieșirea amplificatorului.

În continuare trecem la calculul rezistenței de ieșire a etajului final. În aceste calcule trebuie să ținem cont de rezistența de ieșire a etajului precedent. Circuitul echivalent de semnal mic pe baza căruia se determină rezistența de ieșire este indicat în fig. 6.21c.

Rezistența care se vede privind spre stânga din baza tranzistorului  $Q_{14}$  este

$$R_{ech4} = r_{o13A} \parallel \left[ r_{d19} + r_{d18} + \frac{R_{o2} + r_{\pi 23}}{\beta_{023} + 1} \right] = \quad (6.72)$$

$$= 2,06 \text{ k}\Omega . \quad (6.73)$$

Rezistența care se vede privind în terminalul de ieșire este deci:

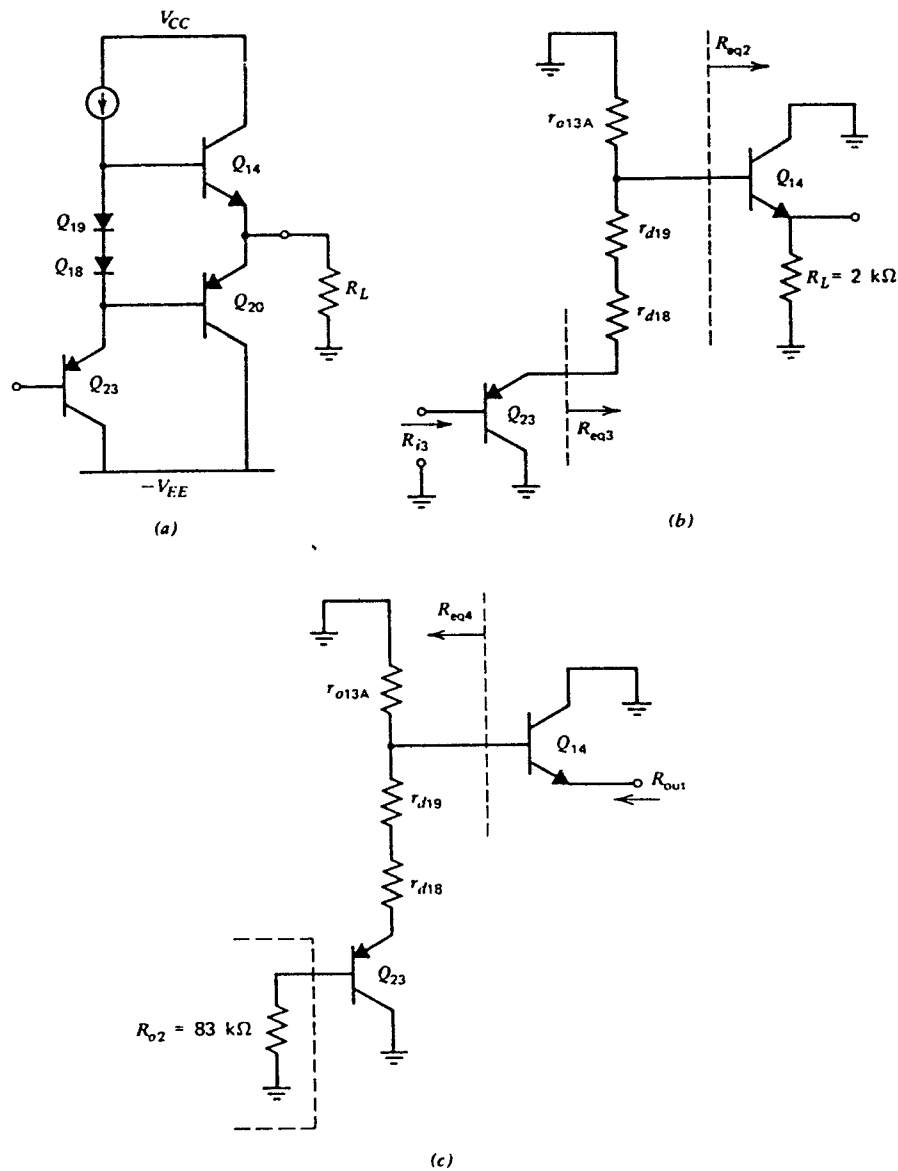


Fig. 6.21 (a) Circuitul simplificat al etajului de ieșire al amplificatorului 741. (b) Circuitul de semnal mic atunci când la ieșire curentul iese din amplificator. (c) Circuitul pentru calculul rezistenței  $R_{out}$ .

$$R_{out} = \frac{R_{ch4} + r_{\pi 14}}{\beta_{014} + 1} = 21 \Omega . \quad (6.74)$$

La această valoare trebuie adăugată rezistența de limitare a curentului  $R_6$  de  $26 \Omega$ , rezultând pentru  $R_{out}$  valoarea de  $47 \Omega$ . Valoarea rezistenței de ieșire se modifică în funcție de punctul de funcționare și este puternic dependentă de curentul care curge prin tranzistoarele de ieșire.

**Performanțele de semnal mic ale circuitului complet.** Circuitul echivalent de semnal mic pentru întregul amplificator este prezentat în fig. 6.22. Câștigul în tensiune este

$$A_v = (G_{m1})(R_{o1} \parallel R_{i2})(G_{m2})(R_{o2} \parallel R_{i3}) = \quad (6.75)$$

$$= 574 \times 564 = 324000 . \quad (6.76)$$

Se observă că ambele etaje contribuie la câștigul total cu aproximativ aceeași valoare. Al doilea etaj îl încarcă pe primul reducându-i câștigul la, aproximativ, jumătate. Acestă încărcare face câștigul circuitului sensibil față de  $\beta$ ; ca urmare valoarea câștigului se modifică la variațiile de temperatură și de proces. Totuși, etajul de ieșire nu încarcă semnificativ al doilea etaj astfel că valoarea câștigului în tensiune este practic independentă de valoarea rezistenței de sarcină. Valorile rezistenței de intrare și de ieșire ale întregului amplificator sunt:

$$R_{id} = 2,7 \text{ M}\Omega , \quad (6.77)$$

$$R_o = 47 \text{ }\Omega . \quad (6.78)$$

**Includerea în analiză a efectelor de ordin secund.** Analiza cu calculatorul. Obiectivul analizei aproximative de prim ordin a amplificatorului 741 l-a constituit înțelegerea factorilor care sunt cei mai importanți din punct de vedere a funcționării circuitului. Presupunerile simplificatoare făcute în analiza anterioară limitează însă precizia rezultatelor atât în ceea ce privește punctul static de funcționare cât și câștigul în tensiune. Principalele încălcări ale presupunerilor făcute anterior sunt următoarele :

(1) În analiza de curent continuu s-a neglijat rezistența de ieșire a tranzistoarelor. În realitate curentul de colector al unui tranzistor *pnp* lateral tipic crește cu aproximativ 30%, odată cu creșterea tensiunii  $V_{CE}$  de la zero la 15 V (s-a presupus că tensiunea bază-emitor este menținută constantă și că tensiunea Early,  $V_A$ , este de aproximativ 50 V). Pentru tranzistoarele *nnp* creșterea este de 12% (s-a presupus  $V_A$  de 120 V). Efectul net al acestor variații ale curentului este de a crește curenții de polarizare din circuit cu (10–30)% față de valorile calculate. Ca urmare se modifică și valorile calculate ale impedanțelor de semnal mic.

(2) S-a neglijat variația câștigului în curent,  $\beta$ , cu curentul. După cum s-a discutat în *Capitolul 1*, câștigul în curent scade la valori mici ale curentului de colector datorită recombinării în regiunea golită bază-emitor. Din această cauză tranzistoarele  $Q_1$ – $Q_6$  din etajul de intrare și  $Q_{16}$  vor avea un câștig în curent de semnal mic substanțial mai mic decât acela presupus în analiza anterioară. Efectul principal al acestei scăderi constă în reducerea câștigului în tensiune al amplificatorului și în creșterea curenților de polarizare ai intrărilor.

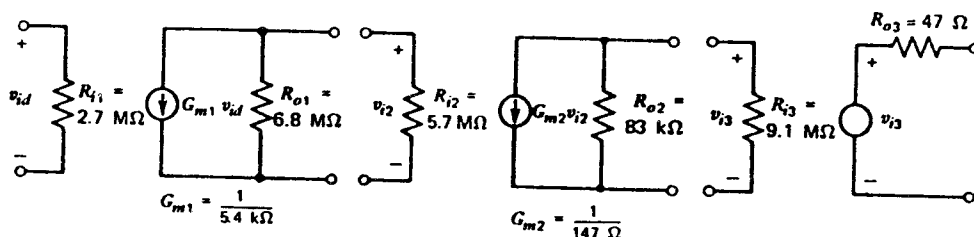


Fig. 6.22 Circuitul echivalent de semnal mic al întregului amplificator 741.



Atunci când este necesară o analiză cantitativă, de detaliu, a funcționării unor astfel de circuite, luând în considerare și efectele de ordinul doi, o analiză cu calculatorul cu SPICE este în general mai rapidă decât una manuală. O astfel de analiză, aplicată amplificatorului 741, conduce la valorile curenților din punctul static de funcționare indicate în fig. 6.23.

Tranzistorul	Curentul de colector, $\mu A$	Tranzistorul	Curentul de colector, $\mu A$
$Q_1$	12,32	$Q_{13B}$	-682,9
$Q_2$	12,38	$Q_{14}$	172,7
$Q_3$	-12,30	$Q_{15}$	blocat
$Q_4$	-12,36	$Q_{16}$	16,87
$Q_5$	12,10	$Q_{17}$	687,3
$Q_6$	12,11	$Q_{18}$	204,0
$Q_7$	11,34	$Q_{19}$	16,38
$Q_8$	-23,53	$Q_{20}$	-173,4
$Q_9$	-30,56	$Q_{21}$	blocat
$Q_{10}$	31,05	$Q_{22}$	blocat
$Q_{11}$	732,2	$Q_{23A}$	-219,7
$Q_{12}$	-700,6	$Q_{23B}$	blocat
$Q_{13A}$	-221,6	$Q_{24}$	blocat

Fig. 6.23 Curenții din punctul static de funcționare, ai amplificatorului 741 calculați cu calculatorul.

### 6.3.3 Tensiunea de offset la intrare, curentul de offset la intrare și raportul de rejecție a modului comun pentru amplificatorul operațional 741

Tensiunea și curentul de offset la intrare constituie două dintre caracteristicile importante ale amplificatoarelor operaționale. Deoarece offsetul nu se poate deosebi de semnal aceste abateri de la modelul ideal limitează capacitatea circuitului de a amplifica fără eroare semnalele de curent continuu de valoare mică. Calculul acestor mărimi este destul de lung: ca urmare *Anexa A6.1* este consacrată calculului tensiunii de offset la intrare. În secțiunea de față se vor discuta calitativ factorii care influențează tensiunea și curentul de offset ale amplificatorului operațional 741.

Se poate arăta că tensiunea de offset la intrare a amplificatoarelor diferențiale este dependentă — în primul rând — de tensiunea de offset a primului etaj, în cazul în care valoarea câștigului său este rezonabil de mare.<sup>1</sup> Etajul de intrare al amplificatorului 741 este destul de complex, fiind format din trei perechi de tranzistoare  $Q_1$ - $Q_2$ ,  $Q_3$ - $Q_4$  și  $Q_5$ - $Q_6$ . Acest etaj asigură atât deplasarea de nivel și conversia de la diferențial la nesimetric, cât și un câștig diferențial. Ca urmare, la tensiunea de offset la intrare a amplificatorului vor contribui neîmperecherile din fiecare din cele trei perechi de tranzistoare și neîmperecherile din perechea de rezistoare  $R_1$ ,  $R_2$ . După cum se va arăta în *Anexa A6.1* pentru tensiunea de offset a amplificatorului 741 este de așteptat o valoare tipică de aproximativ 2,6 mV (pentru tranzistoare și rezistențe se presupun neîmperecheri cu valori tipice).

Curentul de ofset la intrare rezultă în primul rând din neîmperecherea valorilor câștigului în curent ale celor două tranzistoare de intrare  $Q_1$  și  $Q_2$ . În conformitate cu evaluările din *Anexa A6.1* pentru amplificatorul 741 este de așteptat o valoare tipică a curentului de ofset la intrare de aproximativ 4 nA. Această valoare este puternic dependentă de neîmperecherea efectivă a câștigurilor în curent ale tranzistoarelor la nivele mici de curent la care funcționează etajul de intrare.

După cum s-a arătat în *Secțiunea 6.2*, raportul de rejecție a modului comun se poate privi ca fiind egal cu raportul dintre variația tensiunii de ofset la intrare și variația tensiunii de intrare de mod comun. Variația tensiunii de ofset la intrare provine din două surse separate. În primul rând, atunci când tensiunea de intrare de mod comun variază, se modifică tensiunile colector-emitor ale tranzistoarelor sursă de curent  $Q_9$  și  $Q_{10}$ . Din cauza valorii finite a rezistenței de ieșire a acestor tranzistoare își modifică valoarea și curenții lor de colector, ceea ce duce la o schimbare a curenților de polarizare din etajul de intrare. Dacă nu ar exista rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$  această schimbare a curenților nu ar modifica tensiunea de ofset la intrare; prezența acestor rezistoare duce însă la o schimbare a raportului curenților de colector ai tranzistoarelor  $Q_5$  și  $Q_6$  (dacă există o neîmperechere între tranzistoarele  $Q_5$  și  $Q_6$  sau o neîmperechere între rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$ ). Variația raportului curenților de colector ai tranzistoarelor  $Q_5$  și  $Q_6$  duce la o variație a raportului curenților care trec prin tranzistoarele  $Q_1$ - $Q_2$  și tranzistoarele  $Q_3$ - $Q_4$ , deci la o variație a tensiunii de ofset la intrare.

A doua cauză de variație a tensiunii de ofset la intrare este dată de faptul că apar variații ale tensiunilor colector-emitor pentru toate tranzistoarele  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  și  $Q_4$  atunci când variază tensiunea de intrare de mod comun. Ca urmare, dacă între tranzistoare există neîmperecheri în grosimea bazei se va schimba și raportul curenților de saturație ai tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  și ai tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$ . Aceste variații duc la modificări ale tensiunii de ofset la intrare.

**Comparație între valorile calculate ale parametrilor și valorile tipice observate experimental.** Valorile calculate și observate experimental ale parametrilor tipici ai amplificatorului operațional 741 sunt indicate în tabelul care urmează.

	Valori calculate	Valori tipice observate experimental
Câștigul cu bucla deschisă	324000	200000
Rezistența de intrare	2,7 MΩ	2,0 MΩ
Curentul de polarizare al intrărilor	38 nA	80 nA
Curentul de ofset la intrare	3,8 nA*	10 nA
Tensiunea de ofset la intrare	2,6 mV*	2 mV
Rezistența de ieșire	47 Ω	75 Ω

\* Vezi *Anexa A6.1*

Diferențele între valorile calculate și cele experimentale rezultă din diferențele între valorile parametrilor tipici ai tranzistoarelor obținute în producție și cele presupuse în analiză și din aproximațiile făcute în analiza manuală.

În continuare părăsind problemele legate de analiza schemei vom discuta modalitățile de îmbunătățire a parametrilor amplificatorului operațional 741 prin modificări ale schemei.

## 6.4 CONSIDERAȚII DE PROIECTARE A AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE MONOLITICE

Proiectarea amplificatorului operațional implică realizarea unui compromis atât între diferiți parametri de curent continuu, de semnal mic, de regim tranzitoriu, cât și între mărimea cipului și a costului rezultat. La 741, obiectivul principal al proiectării a fost obținerea unui amplificator compensat intern cu performanțe de curent continuu și curent alternativ, menținându-se un cip de dimensiuni mici, ieftin. Prin utilizarea unor scheme mult mai complexe parametrii de curent continuu, curent alternativ și regim tranzitoriu se pot îmbunătăți în mod semnificativ. De obicei modificările de schemă care îmbunătățesc regimul tranzitoriu duc la o degradare a parametrilor de curent continuu cum ar fi, de exemplu, tensiunea și curentul de offset la intrare. În această secțiune se vor examina tehnicile de proiectare care duc la îmbunătățirea parametrilor de intrare ai amplificatorului 741; tensiunea de offset la intrare, curentul de polarizare al intrărilor și curentul de offset la intrare. Deoarece răspunsul în frecvență și compensarea amplificatoarelor operaționale se discută în mod extensiv în *Capitolul 9* vom lăsa pentru acest capitol discuția asupra optimizării comportării tranzitorii și a vitezei maxime de variație a tensiunii de la ieșire.

**Aplicații ale amplificatoarelor operaționale de precizie.** Caracteristicile de intrare ale amplificatoarelor operaționale, inclusiv tensiunea de offset la intrare și driftul ei, curentul de offset la intrare și driftul său, determină limita inferioară a mărimii semnalului de curent continuu care mai poate fi amplificat fără eroare. Acești parametri sunt deosebit de importanți în aplicațiile de instrumentație în care de multe ori trebuie măsurate diferențe de potențial de curent continuu foarte mici. Un exemplu tipic îl constituie amplificatorul pentru termocuple din fig. 6.24. Un termocuplu este în esență o joncțiune a două metale diferite care produce o tensiune electromotoare care variază în funcție de temperatură. În cazul în care termocuplele sunt utilizate ca senzori de temperatură se folosesc două joncțiuni plasate în serie, una din ele fiind menținută la o temperatură de referință. Tensiunea electromotoare produsă de această combinație serie este proporțională cu diferența de temperatură între cele două joncțiuni.

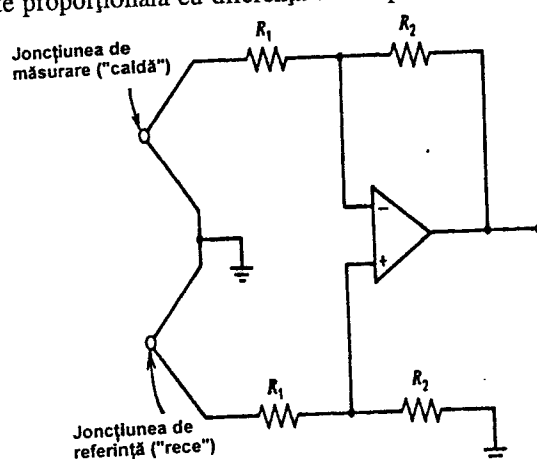


Fig. 6.24 Amplificator diferențial într-o schemă de măsurare a temperaturii, folosind termocuple.

Gama temperaturilor de lucru ale termocuplelor se extinde până la câteva sute de grade. Ca urmare termocuplele se utilizează la comanda și reglajul temperaturii cuptoarelor sau în alte aplicații asemănătoare. Pentru termocuplul fier-constantan tensiunea electromotoare variază cu aproximativ  $50 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ . Rezoluția acestui sistem de măsurare a temperaturii va fi limitată de tensiunea și curentul de offset ale amplificatorului operațional utilizat.

Circuitul echivalent — în care apar și tensiunea și curentul de offset — este prezentat în fig. 6.25. Tensiunea de ieșire se calculează prin utilizarea condiției de punct de sumare

$$V_{\text{out}} = -\frac{R_2}{R_1} (\Delta V_i + V_{\text{os}} + I_{\text{os}} R_1) \quad (6.79)$$

unde  $\Delta V_i = V_1 - V_2$  și am presupus pentru simplitate că  $R_2 \gg R_1$ . Tensiunea de ieșire conține un termen de eroare care depinde de caracteristicile de intrare ale amplificatorului. În acest caz mărimile critice sunt curentul și tensiunea de offset și nu curentul de polarizare al intrărilor. Dacă, de exemplu, vom utiliza în acest circuit un amplificator 741, cu un termocuplu fier-constantan, numai tensiunea de offset la intrare (de 2,6 mV) va da o eroare asupra temperaturii măsurate de

$$T_\epsilon = \frac{2,6 \text{ mV}}{50 \mu\text{V}/^\circ\text{C}} = 52^\circ\text{C} \quad (6.80)$$

În astfel de aplicații critice, pentru eliminarea acestei erori mari tensiunea de offset la intrare a amplificatorului 741 trebuie ajustată la zero cu ajutorul unui potențiomtru exterior. Acest potențiomtru se plasează între rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$  (vezi schema amplificatorului 741 din fig. 6.10a). Odată ce tensiunea de offset la intrare a fost reglată la zero factorul care devine important este driftul tensiunii de offset la intrare în funcție de temperatură.

Tensiunea de offset a amplificatorului 741 este calculată în Anexa A6.1. Driftul tensiunii de offset se calculează prin diferențierea expresiei 6.107 din anexă, obținându-se:

$$\frac{dV_{\text{os}}}{dT} = \frac{V_{\text{os}}}{T} + 2V_T \frac{d}{dT} \left[ \frac{\frac{\Delta I_{S5-6}}{I_{S5-6}}}{1 + \frac{I_{S5-6} R_{1-2}}{V_T}} + \frac{\frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T} \frac{\Delta R_{1-2}}{R_{1-2}}}{1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}} \right]. \quad (6.81)$$

Termenii care în relația 6.107 îl conțin pe  $I_S$  s-au presupus independenți de temperatură, iar termenul dependent de  $\beta$  este în mod uzual neglijabil.

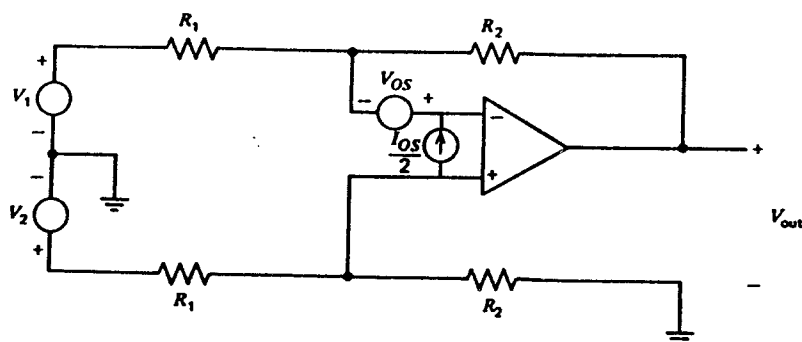


Fig. 6.25 Circuitul echivalent al amplificatorului pentru termocuplu care include  $I_{\text{os}}$  și  $V_{\text{os}}$ .

Primul termen din (6.81) este forțat să fie nul în cazul în care tensiunea de offset se reglează la zero în timp ce al doilea termen nu este. Deși neîmperecherea curenților de saturație  $\Delta I_{S-6}/I_{S-6}$  este independentă de temperatură, curenții de polarizare  $I_{C-6}$ ,  $R_{1-2}$  și  $V_T$  sunt dependente de temperatură. Mai mult, termenul dat de neîmperecherea rezistoarelor  $\Delta R_{1-2}/R_{1-2}$  va avea în general o dependență de temperatură nenulă din cauza potențiometrului de reglaj al tensiunii de offset care are un coeficient de temperatură diferit de acela al rezistoarelor difuzate. Ceea ce se observă de fapt este că reglarea la zero a tensiunii de offset a amplificatorului 741 îmbunătățește întrucâtva driftul în comparație cu situația în care offsetul nu este anulat; coeficientul de temperatură al tensiunii de offset reziduale are o valoare tipică de  $3\text{--}5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ . Pentru aplicația de măsurare a temperaturii cu termocuplu acest nivel de drift va conduce la o eroare de  $0,1^\circ\text{C}$  asupra temperaturii măsurate, pentru fiecare grad de variație a temperaturii ambiante a mediului în care funcționează amplificatorul operațional. Pentru multe sisteme de control de precizie al unui proces această sensibilitate față de temperatura ambiantă a valorii indicate în circuit pentru temperatura măsurată este inacceptabilă. Ca urmare apare necesitatea existenței unor amplificatoare operaționale cu valori ale tensiunilor și curenților de offset la intrare substanțial mai bune decât acelea de la amplificatorul 741. În acest exemplu particular parametrul cel mai important a fost tensiunea de offset. În aplicațiile care implică surse de mare impedanță vor fi importanți curenții de polarizare ai intrărilor și curenții de offset.

### 6.4.1 Proiectarea amplificatoarelor operaționale cu drift mic

Dacă ne asigurăm că primul etaj al unui amplificator diferențial cu mai multe etaje are o valoare suficient de mare a câștigului atunci tensiunea de offset a întregului amplificator va depinde — în primul rând — de tensiunea de offset a primului etaj. Rezultă că proiectarea unor amplificatoare cu offset mic este mai înainte de toate o problemă de proiectare a unui etaj de intrare cu cât mai puține posibil perechi de componente care să contribuie la tensiunea de offset a etajului. La amplificatorul 741 etajul de intrare este relativ complicat deoarece i se cere să asigure și un câștig în tensiune, și deplasarea nivelului de curent continuu, și conversia diferențial-nesimetric. Din punct de vedere al driftului și offsetului o schemă optimă este aceea care conține cât mai puține componente care contribuie la tensiunea de offset.<sup>4</sup> Cel mai simplu etaj diferențial îl constituie perechea cu cuplaj în emitoare cu sarcină rezistivă, prezentată în fig. 6.26. Expresia tensiunii de offset a acestui etaj a fost determinată în *Capitolul 3*:

$$V_{os} = V_T \left[ -\frac{\Delta I_s}{I_s} - \frac{\Delta R_c}{R_c} \right]. \quad (6.82)$$

Driftul cu temperatura al acestei tensiuni de offset este dat de expresia

$$\frac{dV_{os}}{dT} = \frac{V_{os}}{T}. \quad (6.83)$$

Pentru aceleași valori tipice ale neîmperecherii tranzistoarelor și rezistențelor, ca acelea considerate în cazul amplificatorului 741, deviația standard a offsetului etajului format de perechea cu cuplaj în emitoare cu sarcină rezistivă este de  $1,56 \text{ mV}$  iar driftul, fără ca tensiunea de offset să fie ajustată la zero, de  $5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ . Rezultă că acest circuit este avantajos de utilizat ca etaj de intrare pentru amplificatoarele operaționale cu drift mic.

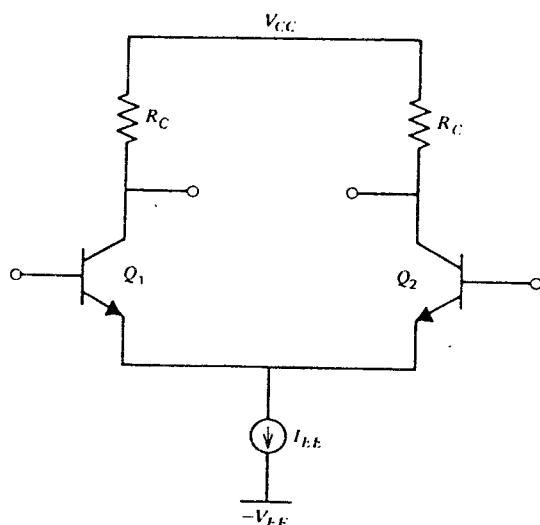


Fig. 6.26 Pereche cu cuplaj în emitor cu sarcină rezistivă.

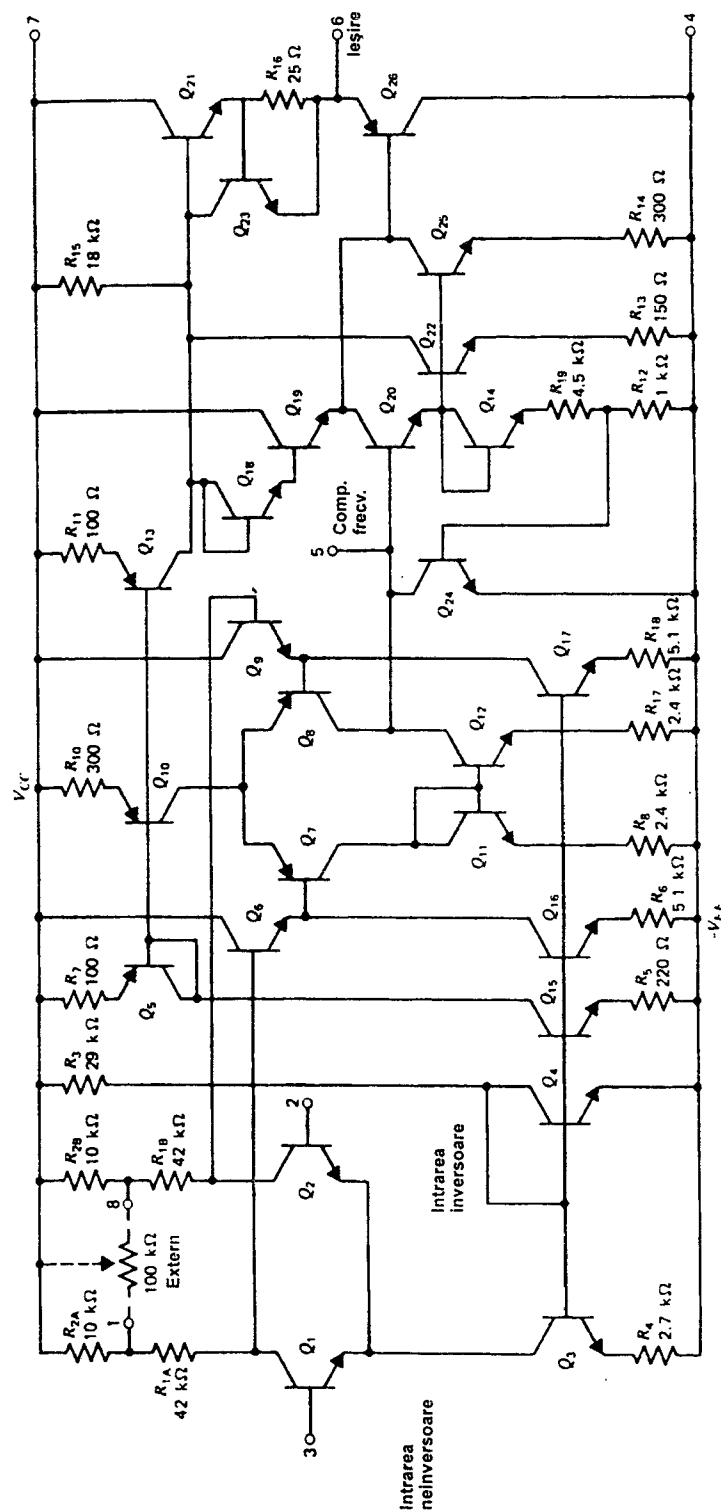
lează simultan și driftul tensiunii de offset. Totuși, deoarece potențiometrul utilizat pentru ajustarea raportului valorilor rezistoarelor din colector are în general o dependență de temperatură diferită de aceea a rezistoarelor difuzate mai apare o nouă componentă de drift determinată de dependența de temperatură a factorului de neîmperechere al rezistoarelor  $R_C$ . În practică, după anularea offsetului cu ajutorul potențiometrului exterior se poate atinge pentru driftul cu temperatura al tensiunii de offset o valoare de ordinul a  $1\text{--}2\ \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ .

**Tehnici de ajustare a tensiunii de offset.** O altă metodă folosită pentru realizarea de valori foarte mici ale driftului o constituie anularea tensiunii de offset prin utilizarea unor rezistențe plasate pe cip, care sunt inserate sau îndepărtate din circuit sub controlul unei memorii de tip ROM programabile existente pe cip<sup>5</sup>. O schemă de principiu pentru un altfel de circuit este prezentată în fig. 6.28. Rezistoarele din colector sunt constituite dintr-o rezistență mare în serie cu mai multe rezistențe mici împărțite cu o pondere binară. Comutatoarele conectate în paralel pe rezistoare sunt fie conexiuni fuzibile din aluminiu (care pot fi întrerupte prin aplicarea unui impuls de curent) fie, în unele cazuri, diode Zener care pot fi transformate în scurtcircuite permanente prin aplicarea unui curent invers mare. În oricare din aceste cazuri, tensiunea de offset se reglează la zero în etapa de testare pe plachetă a circuitului; această anulare nu introduce componente suplimentare de drift deoarece toate rezistențele din colector sunt difuzate și de același tip. Deoarece rezistoarele sunt ponderate binar, numărul de intervale discrete în care este împărțită gama de ajustare este proporțional cu  $2^n$ , unde  $n$  este numărul de conexiuni fuzibile dintr-un colector. Această abordare constituie o tehnică eficientă, de cost scăzut, pentru îmbunătățirea caracteristicilor de intrare ale amplificatoarelor operaționale monolitice de precizie, prin care se pot obține tensiuni de offset mai mici de  $50\ \mu\text{V}$ .

**Considerații asupra geometriei superficiale (layoutul circuitului) și a împerecherii dispozitivelor.** Un obiectiv de bază în proiectarea circuitelor de precizie — de exemplu, de tipul amplificatorului 725 — îl constituie reducerea la minimum a tensiunii de offset la intrare, ceea ce implică minimizarea neîmperecherii între rezistoarele din colector și între tranzistoarele de la intrare.

O soluție pentru includerea acestui etaj în amplificatorul operațional o constituie utilizarea directă a perechii cu cuplaj în emitoare urmată de un 741 sau de un alt amplificator echivalent. Un exemplu de utilizare a acestei soluții îl constituie amplificatorul 725 prezentat în fig. 6.27. Câștigul etajului de intrare s-a ales suficient de mare astfel încât contribuția la offset a driftului celui de-al doilea etaj să fie neglijabilă; valoarea rezistoarelor din colector trebuie să fie însă suficient de mică astfel încât răspunsul în frecvență al întregului circuit să nu fie degradat excesiv de răspunsul primului etaj.

Dacă rezistoarele din colector,  $R_C$ , se pot ajusta astfel încât să fie anulat offsetul etajului cu cuplaj în emitor din intrare, atunci, în principiu, se anu-



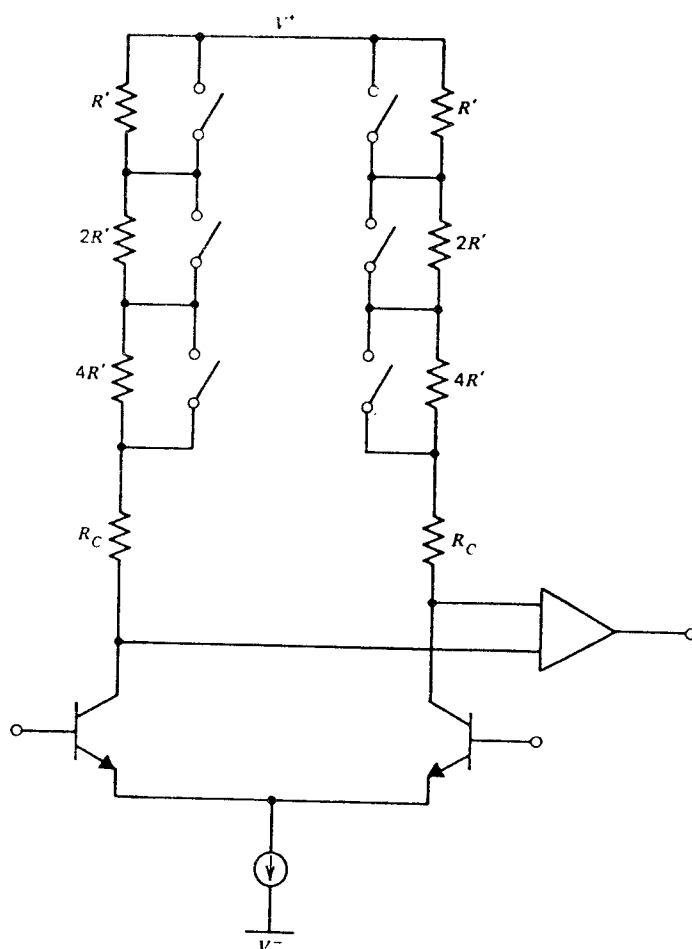


Fig. 6.28 Schema etajului de intrare pentru ajustarea discretă, pe cip, a tensiunii de offset utilizând conexiuni fuzibile sau scurtcircuitabile. Rezistența  $R'$  este mult mai mică decât rezistența  $R_C$ .

Precizia cu care pot fi împerecheate două tranzistoare sau rezistoare care sunt nominal identice determină un efect de ordinul unu asupra performanțelor pe care le pot atinge atât amplificatoarele operaționale monolitice cât și multe alte tipuri de circuite integrate analogice cum ar fi stabilizatoarele de tensiune (*Capitolul 8*), multiplicatoarele analogice (*Capitolul 10*), convertoarele analog-digital și digital-analog, comparatoarele de tensiune și altele. Distribuția întâmplătoare, observată experimental, a neîmperecherilor între două rezistoare sau tranzistoare, presupuse identice, este în esență rezultatul acțiunii următorilor doi factori:

- (1) variații ale poziției marginilor rezistoarelor sau tranzistoarelor, care rezultă chiar din rezoluția limitată a procesului fotolitografic. Acest fapt determină neîmperecheri ale ariilor de emitor ale tranzistoarelor bipolare și neîmperecheri ale raportului lungime-lățime al rezistoarelor și ale TEC,
- (2) variația pe plachetă a rezistenței pe pătrat și a adâncimii zonelor implantate și difuzate care rezultă ca urmare a condițiilor neuniforme din timpul predepunerii și/sau difuziei



impurităților. Se obțin în acest fel variații ale rezistenței pe pătrat și ale dopării nete în bază,  $Q_B$ , a tranzistoarelor în funcție de poziția pe plachetă. Procesele care folosesc implantarea de ioni realizează un control și o uniformitate a parametrilor mult mai bune ca acelea din procesele care folosesc difuzia.

În plus față de aceste fenomene aleatoare pot apărea și neîmperecheri sistematice dintr-un număr de cauze care includ erorile de desenare a măștilor și gradientii de temperatură pe cip. Aceste erori sistematice sunt, totuși, ușor de detectat deoarece ele apar pe fiecare cip și ca urmare pot fi corectate. Fluctuațiile întâmplătoare reprezintă factorul esențial care limitează precizia care se poate atinge la împerechere.

Deoarece rezoluția fotolitografiei limitează precizia împerecherii este clar că parametrul important îl constituie mărimea rezistorului sau a tranzistorului, definită în raport cu rezoluția. Dacă rezistorul este desenat, de exemplu, mai lat, atunci aceeași valoare a incertitudinii asupra poziției marginilor sale va avea un efect proporțional mai slab, iar împerecherea va fi mai bună, fapt care se observă și experimental. În fig. 6.29 se dă dependența observată experimental a împerecherii rezistoarelor în funcție de lățimea rezistorului. În mod asemănător împerecherea în  $I_S$  a tranzistoarelor devine evident mai bună, odată cu creșterea dimensiunilor emitorului, după cum se ilustrează și prin graficul datelor de împerechere, determinate experimental, din fig. 6.30.

Creșterea ariei cipului, deci și a costului, limitează în general mărimea diverselor dispozitive; în cazul amplificatoarelor operaționale de precizie tranzistoarele de intrare și rezistoarele se fac însă în general atât de mari pe cât este posibil.

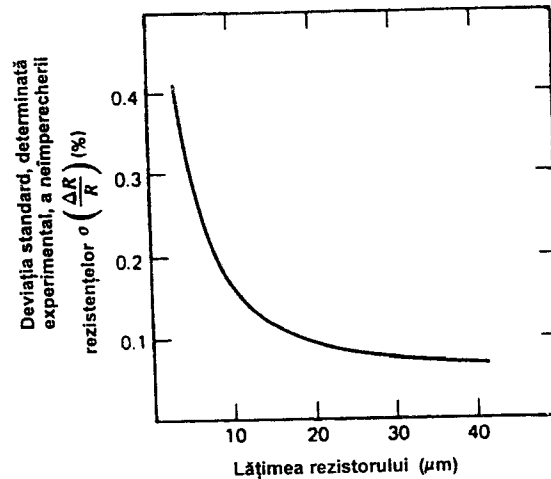


Fig. 6.29 Deviația standard observată experimental a distribuției neîmperecherilor rezistoarelor implantate ionic având  $250 \Omega/\square$  și  $W/L=0,1$ .

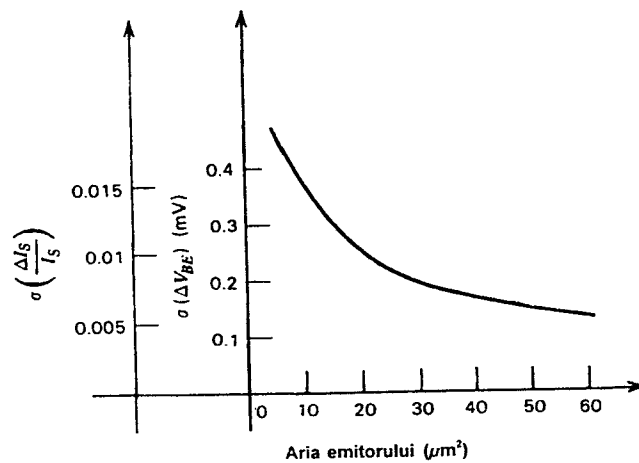


Fig. 6.30 Deviația standard observată experimental a distribuției neîmperecherilor tensiunii  $V_{BE}$  și curentului  $I_S$  în funcție de aria emitorului pentru tranzistoare bipolare implantate.

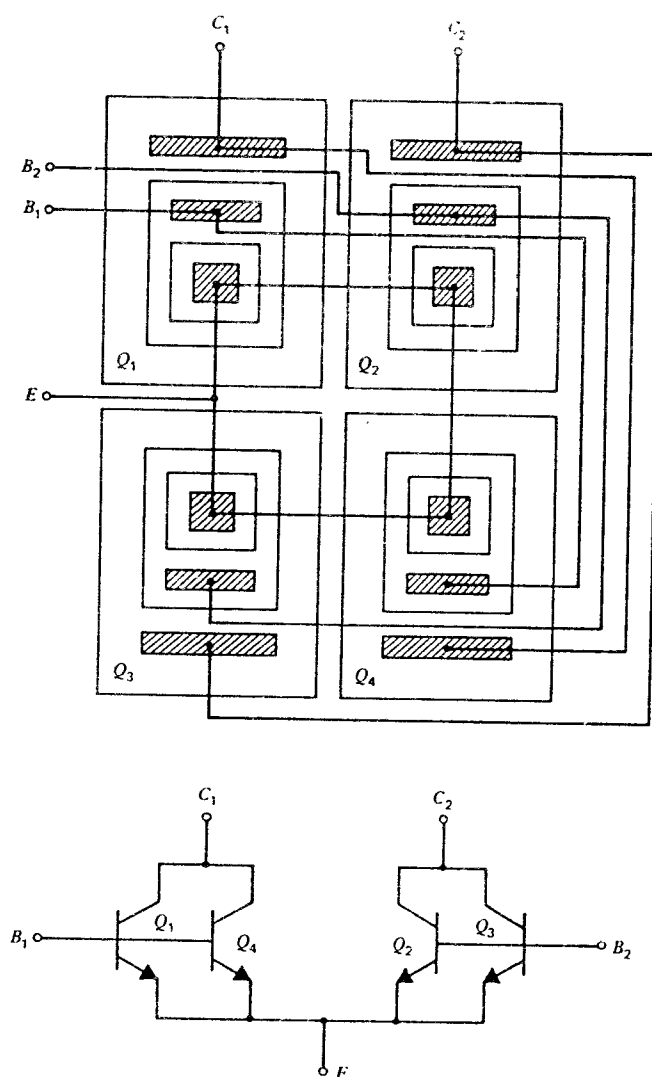


Fig. 6.31 Geometria superficială cu simetrie față de un centru pentru perechea cu cuplaj în emitoare.

Al doilea factor care limitează împerecherea, gradientii pe plachetă determinați de proces, poate fi parțial atenuat prin utilizarea de geometrii convenabile care fac ca neîmperecherea dispozitivelor să fie insensibilă la unele tipuri de gradienti de proces. Acest tip de geometrii sunt denumite cu un termen generic „centroide”, cel mai simplu caz fiind ilustrat în fig. 6.31. Aici tranzistoarele care alcătuiesc perechea sunt formate prin conectarea în cruce a patru tranzistoare, două câte două. În această geometrie este evident gradul ridicat de simetrie a structurii formate de cei patru tranzistoare, care este necesară pentru ca amplificatorul operațional care utilizează o astfel de geometrie să aibă o bună împerechere. Acest tip de geometrie este prezentat în fig. 6.31. În această geometrie, fiecare tranzistor este conectat în cruce pentru a realiza o bună împerechere. În această geometrie, fiecare tranzistor reușește obținerea unei valori tipice a tensiunii de offset la intrare de  $500 \mu V$ .

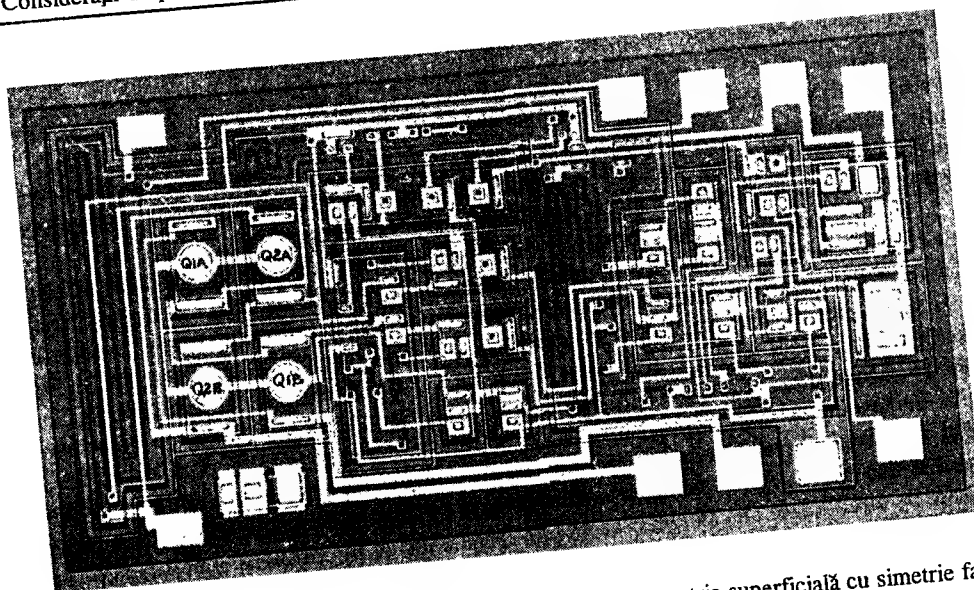


Fig. 6.32 Fotografia cipului amplificatorului 725. Se observă geometria superficială cu simetrie față de un centru a tranzistoarelor de intrare.

După cum s-a arătat în *Capitolul 3* tensiunea de offset referită la intrare a unei perechi diferențiale bipolare este, tipic, cu un ordin de mărime mai mică decât cea a unei perechi diferențiale cu TEC. Deci pentru amplificatoarele de curent continuu cu tensiune de offset și drift al tensiunii de offset mici dispozitivul preferat va fi tranzistorul bipolar. Dacă se urmărește realizarea unui amplificator cu offset mic într-o tehnologie TEC, se vor aplica aceleași principii de bază descrise mai înainte.

#### 6.4.2 Proiectarea amplificatoarelor operaționale cu curent mic de intrare

În aplicațiile de instrumentație tensiunea de offset la intrare și driftul său fixează limita inferioară a valorii tensiunii de curent continuu care mai poate fi pusă în evidență de un amplificator în cazul în care sursa de semnal are o impedanță internă de valoare mică. Dacă impedanța internă a sursei de semnal are o valoare mare poate deveni important efectul dat de curenții de polarizare ai intrărilor sau de curentul de offset (curenții de polarizare ai intrărilor se închid prin rezistența internă a sursei și/sau prin rezistoarele care fixează valoarea câștigului, determinând căderi de tensiune care limitează inferior valoarea semnalelor de curent continuu care mai pot fi puse în evidență de amplificator. Mai mult decât atât, în unele aplicații este necesară sesizarea directă a unui curent; un exemplu îl constituie amplificatorul pentru fotodiode din fig. 6.33.

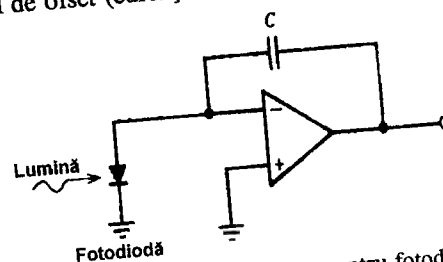


Fig. 6.33 Amplificator integrator pentru fotodiodă.

Aceste fotodetectoare sunt utilizate, de exemplu, în aplicațiile în care trebuie măsurat nivelul de iluminare ambiant. Valorile tipice ale curentului de ieșire al fotodiodelor variază — pentru gama de valori de interes ale fluxului luminos — de la  $\mu\text{A}$  la  $\text{pA}$ . În acest caz limita pentru nivelul inferior al fluxului de lumină care mai poate fi pus în evidență va fi impusă de curentul de intrare al amplificatorului operațional (vezi fig. 6.33). Concluzia este clară: există multe aplicații în care sunt necesare amplificatoare operaționale cu curenți de polarizare ai intrărilor mult mai mici decât aceia ai amplificatorului operațional 741.

La amplificatorul 741 curenții de la intrare sunt dați de curenții de bază ai tranzistoarelor de la intrare. Pentru a îmbunătăți valoarea curenților de la intrare sunt posibile următoarele alternative: reducerea curentului de polarizare al etajului de intrare, introducerea unei surse de curent pentru compensarea curentului de la intrare, creșterea câștigului în curent al tranzistoarelor de la intrare și utilizarea la intrare a altor dispozitive, de exemplu TECJ sau TECMOS. După cum se va arăta în *Capitolul 7*, prin reducerea curentului de polarizare al etajului de intrare se degradează, din păcate, răspunsul în frecvență al circuitului. În plus câștigul în curent al tranzistoarelor *nnp* de circuit integrat tinde să scadă rapid la nivele de curent mai mici de  $1 \mu\text{A}$  (cu excepția cazului în care se adaugă etape suplimentare la proces). Tehnicile de circuit care au câștigat o acceptare largă constau în utilizarea unei surse de curent pentru anularea curentului de la intrare (compensarea curentului de polarizare al intrărilor), creșterea câștigului în curent al tranzistoarelor de intrare (tranzistoare super- $\beta$ ) și utilizarea la intrare a TECJ sau TECMOS. În continuare vom discuta fiecare din aceste tehnici de circuit.

**Compensarea curentului de polarizare al intrărilor.** Curentul de polarizare al intrărilor unui amplificator operațional cu tranzistoare de intrare bipolare este egal cu curentul de colector al tranzistoarelor de la intrare împărțit la câștigul lor în curent. Un curent, egal cu curentul de la intrare, se poate obține din curentul de colector al tranzistoarelor de intrare printr-o împărțire prin  $\beta$ ; el va fi trimis în terminalul de intrare prin intermediul unei surse de curent, fiind posibilă, în principiu, anularea completă a curentului care apare la intrare. O schemă de principiu a unui astfel de etaj de intrare este prezentată în fig. 6.34.

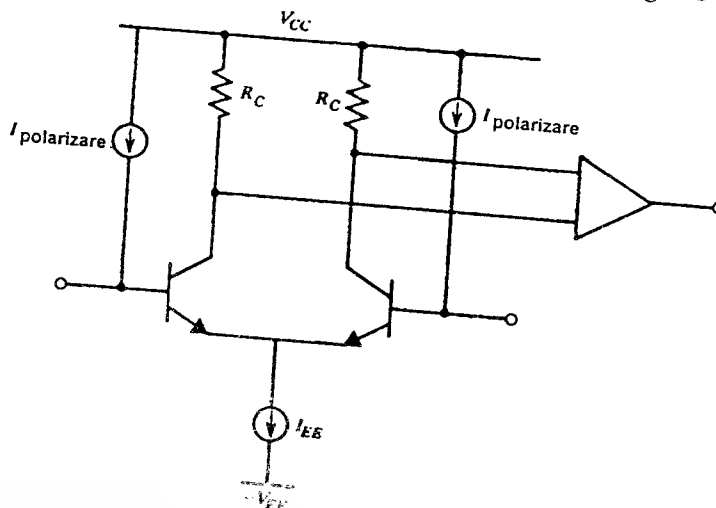


Fig. 6.34 Schemă de principiu a unui circuit de anulare a curentului de la intrarea amplificatorului. Sursele de curent  $I$  sunt egale ca valoare cu curenții de bază ai tranzistoarelor de intrare.

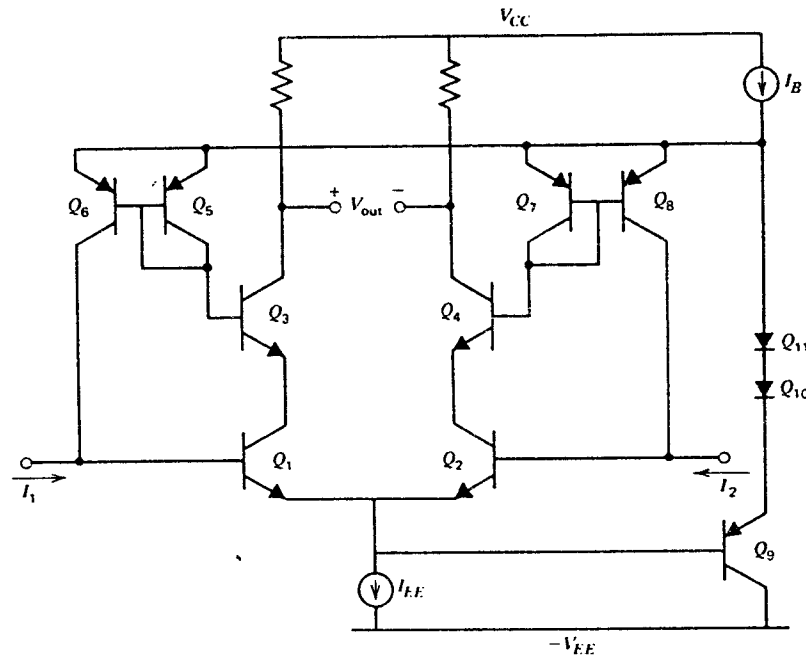


Fig. 6.35 Un circuit tipic pentru anularea curenților de polarizare al intrărilor.

Această tehnică de circuit realizează într-adevăr o reducere importantă a curentului de polarizare a intrărilor, limita inferioară fiind dată de împerecherea valorilor câștigului în curent al tranzistoarelor *nnp* din circuit. Trebuie observat că, din păcate, această tehnică nu îmbunătățește valoarea curentului de offset la intrare.

O schemă concretă de compensare a curentului de polarizare al intrărilor este indicată în fig. 6.35. În această schemă tranzistorul  $Q_9$ , împreună cu diodele  $Q_{10}$  și  $Q_{11}$ , se folosesc pentru polarizarea emitoarelor tranzistoarelor  $Q_6$  și  $Q_8$  la un potențial mai ridicat cu  $3V_{BE}$  față de emitoarele tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ . Diodele  $Q_7$  și  $Q_5$  sunt polarizate direct deoarece prin ele trec curenții de bază ai tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$ , astfel că potențialul bazelor lui  $Q_3$  și  $Q_4$  este mai mare cu  $2V_{BE}$  decât potențialul emitoarelor tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ . Ca urmare emitoarele tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$  se găsesc la un potențial mai mare cu un  $V_{BE}$  față de acela al emitoarelor tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ , aceste tranzistoare de intrare funcționând astfel la o tensiune colector-bază aproximativ nulă. Presupunând câștigul în curent al tranzistoarelor *nnp* suficient de mare, curentul de colector al tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$  va fi aproximativ egal cu acela al tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ . Dacă valoarea câștigului în curent al tuturor tranzistoarelor *nnp* este aceeași atunci curenții de bază ai tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$  vor fi egali cu curenții de bază ai tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ . Sursele de curent *pnp*  $Q_5$ ,  $Q_6$ ,  $Q_7$  și  $Q_8$  preiau acești curenți de bază și furnizează înapoi în bazele lui  $Q_1$  și  $Q_2$  un curent egal cu curentul de bază. Dacă valoarea câștigului în curent al tranzistoarelor *pnp* este suficient de mare, compensarea curenților este precisă.

În acest circuit, în practică, valoarea câștigului în curent al tranzistoarelor *pnp* este destul de mică, deoarece ele funcționează la nivele de curent foarte mici. Totodată, câștigul în curent al tranzistoarelor *nnp* nu se împerechează precis.

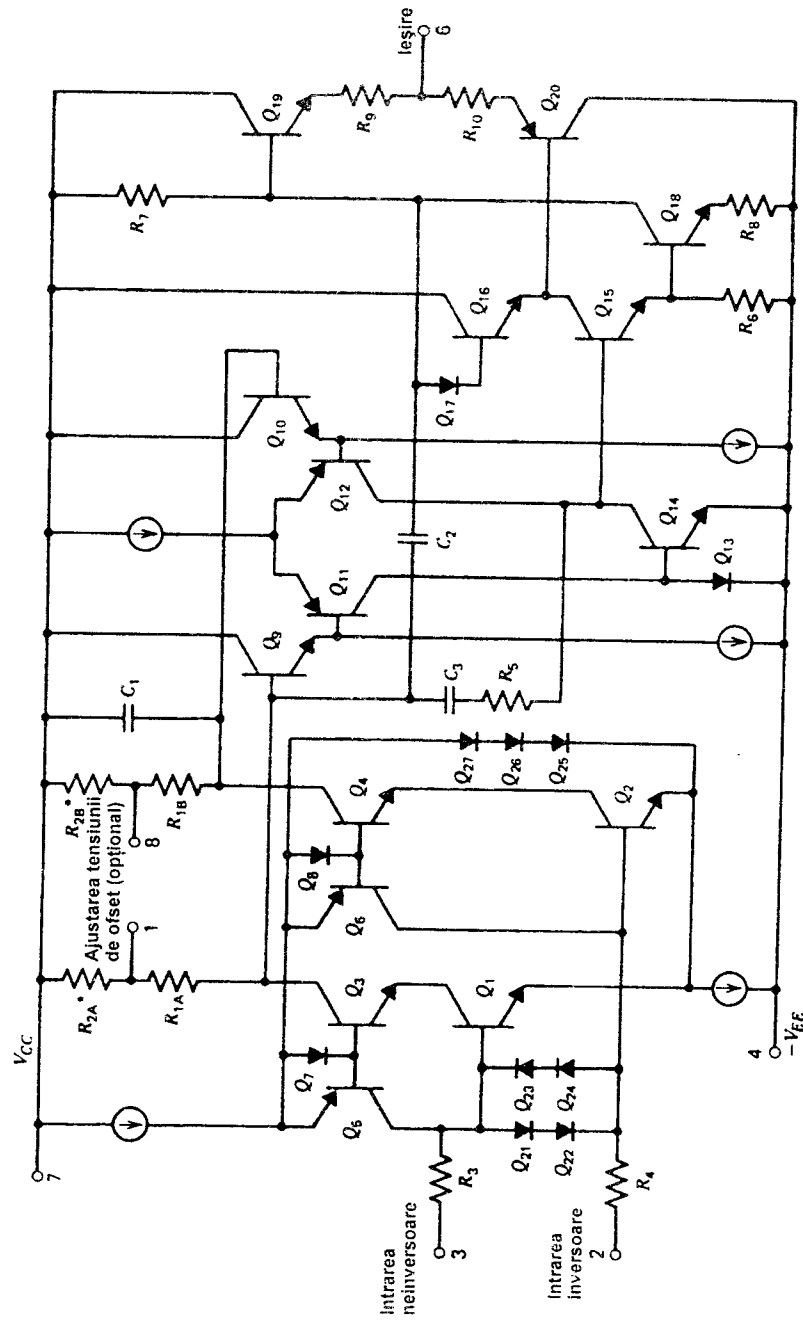


Fig. 6.36 Schema amplificatorului operațional OP-07 cu compensarea curentului de intrare.

Ca urmare, între curentul de bază al tranzistorului  $Q_1$  și curentul de colector a tranzistorului  $Q_6$ , pe care se presupune că îl compensează, există o neîmperechere tipică de 5—20 %, curentul de intrare fiind, tipic,  $1/5$  și  $1/20$  din curentul de intrare necompensat.

Pe de altă parte, valoarea curentului de ofset la intrare este înrăutățită de prezența circuitului de compensare. Curentul de ofset la intrare este dat de neîmperecherea inițială a curenților de bază ai lui  $Q_1$  și  $Q_2$  plus neîmperecherea curenților de colector ai lui  $Q_6$  și  $Q_8$ . Ultimul termen depinde de împerecherea câștigurilor în curent în perechile  $Q_3$ - $Q_4$ ,  $Q_5$ - $Q_6$  și  $Q_7$ - $Q_8$  și de împerecherea  $I_S$  în perechile  $Q_5$ - $Q_6$  și  $Q_7$ - $Q_8$ . În comparație cu cazul fără compensare curentul de ofset se mărește cu un factor de 2—4. De asemenea se mărește și curentul de zgomot la intrare (vezi *Capitolul 11*). Schema completă a unui amplificator tipic în care se utilizează compensarea curentului de polarizare al intrărilor, OP-07, este indicată în fig. 6.36. În OP-07 se folosește și ajustarea tensiunii de ofset, după metoda descrisă în *Secțiunea 6.4.1* și prezentată în fig. 6.28. OP-07 are o valoare tipică a tensiunii de ofset la intrare de  $50 \mu\text{V}$ , a curentului de polarizare al intrărilor de  $4 \text{ nA}$  și a celui de ofset de  $4 \text{ nA}$ .

**Tranzistoare super- $\beta$ .** A doua metodă de micșorare a curentului de polarizare al intrărilor constă în creșterea câștigului în curent al tranzistoarelor etajului de intrare<sup>6</sup>. Din punct de vedere practic această metodă înseamnă utilizarea tranzistoarelor super- $\beta$  descrise în *Capitolul 2*. Din punct de vedere al circuitului, folosirea acestor tranzistoare necesită proiectarea unui etaj de intrare în care tensiunea colector-emitor a tranzistoarele de intrare trebuie să nu depășească 1—2 V. Această cerință se poate realiza într-o modalitate destul de directă prin utilizarea unei configurații de tip cascodă, după cum se arată în fig. 6.37. Diodele  $D_1$  și  $D_2$ , împreună cu sursa de curent  $I_1$ , polarizează bazele tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$  la un potențial mai mare cu  $2V_{BE}$  decât potențialul emitoarelor tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ . În acest fel tensiunea colector-bază a tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  este zero. Un amplificator operațional super- $\beta$  tipic (108) are un curent de polarizare al intrărilor de  $3 \text{ nA}$  și un curent de ofset de  $0,5 \text{ nA}$ .

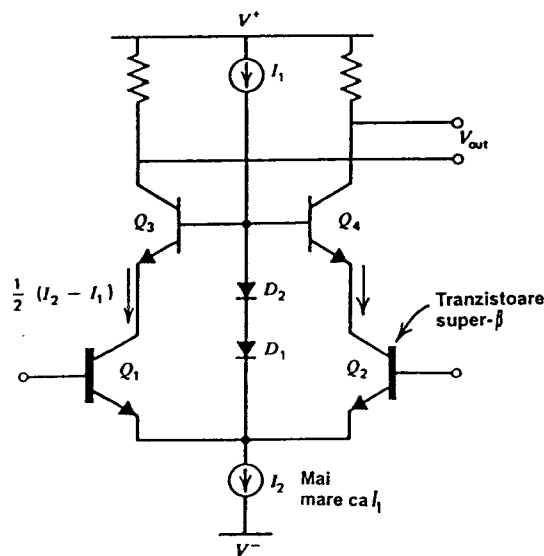


Fig. 6.37 Schema de principiu a unui etaj de intrare cu tranzistoare super- $\beta$ , care folosește o configurație cascodă.

Amplificatoare operaționale care au la intrare TEC. A treia posibilitate pentru realizarea unor curenți de polarizare ai intrărilor de valoare mică constă în folosirea ca dispozitive de intrare a tranzistoarelor cu efect de câmp.

După cum s-a arătat în Secțiunea 6.2 valoarea curenților de grilă ai TECJ se plasează în gama pA în timp ce pentru TECMOS valoarea lor este cu ordine de mărime mai mică. În practică grilele TECMOS, care se conectează la lumea exterioară prin terminalele cipului, trebuie însă protejate față de efectele distructive ale electricității statice. Tipic această protecție se realizează prin diode de limitare, invers polarizate, conectate între grilă și sursa de alimentare și între grilă și masă. În această situație curentul de intrare este de fapt determinat de curentul rezidual al diodelor de protecție, valoarea sa fiind de ordinul pA chiar și pentru TECMOS. În interiorul cipului această protecție nu mai este necesară și, ca urmare, amplificatoarele cu TECMOS permit obținerea unor valori extrem de mici ale curenților de polarizare ai intrărilor, intrinseci acestor tranzistoare. Amplificatoarele MOS constituie o clasă importantă de circuite integrate ca urmare a utilizării lor extensive în filtrele cu capacitatoare comutate realizate într-un singur cip și în alte sisteme analogice cu date eșantionate. Aceste amplificatoare se vor prezenta într-o secțiune separată. Pentru ilustrarea structurii unui amplificator operațional care are la intrare TECJ se va considera amplificatorul operațional BiFET LF155.<sup>7</sup> Schema simplificată a acestui amplificator operațional este dată în fig. 6.38.

Etajul de intrare este format din TECJ cu canal  $p$ ,  $J_1$  și  $J_2$ , polarizate de către tranzistorul bipolar  $pnp$   $Q_1$ . Tranzistoarele cu efect de câmp cu grilă-joncțiune  $J_1$  și  $J_2$  lucrează pe o sarcină activă formată de TECJ  $J_3$  și  $J_4$  conectate ca sursă de curent, având  $V_{GS}=0$ . Topologia acestui circuit este deci aceeași cu aceea a circuitului din fig. 4.19, având aceleași probleme potențiale de stabilitate a punctului static de funcționare determinate de faptul că ieșirile de mare impedanță ale tranzistoarelor  $J_1$  și  $J_2$  comandă tot impedanțe mari, corespunzătoare surselor de curent  $J_3$  și  $J_4$ . În acest caz problema se rezolvă prin folosirea unei bucle de reacție de mod comun.

Al doilea etaj este un Darlington diferențial, format din tranzistoarele  $Q_7, Q_8, Q_9, Q_{10}$ , polarizat de sursa de curent realizată cu tranzistorul  $Q_5$ . Tranzistorul  $Q_6$  conectat în colectorul lui  $Q_5$  este sensibil la tensiunea de mod comun din punctul static de funcționare din drenele tranzistoarelor  $J_1$  și  $J_2$ . De exemplu, dacă tensiunea de drenă a tranzistoarelor  $J_1$  și  $J_2$  crește, etajul al doilea, care lucrează pentru semnalele de mod comun ca un repetor pe emitor compus, comandă creșterea tensiunii în baza lui  $Q_6$ . Ca urmare curentul prin tranzistorul  $Q_6$  crește luând din curentul  $I_{C1}$ , reducând astfel curentul de polarizare al tranzistoarelor  $J_1$  și  $J_2$ . Ca urmare scade și tensiunea din drenele tranzistoarelor  $J_1$  și  $J_2$  iar circuitul de polarizare se duce spre o stare de echilibru, caracterizată de o valoare bine definită pentru tensiunile de drenă ale lui  $J_1$  și  $J_2$  egală cu

$$V_{D1,2} = -V_{EE} + I_{C6}R_1 + V_{BE6} + I_{C8}R_4 + V_{BE8} + V_{BE7} \approx \quad (6.84)$$

$$\approx -V_{EE} + 3V_{BE} \quad (6.85)$$

Această valoare s-a ales astfel încât să țină tranzistoarele  $J_1$  și  $J_2$  în saturație alocând însă minimum pentru tensiunea  $V_{DS}$ ; rezultă astfel pentru limita inferioară a gamei tensiunii de mod comun de la intrare, o valoare negativă mare. Limita inferioară a gamei de mod comun este determinată de intrarea în regiunea de tip treadă a tranzistoarelor  $J_1$  și  $J_2$ .

La fel ca în bucla de curent de mod comun forțată egalează curentul

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{D3} = I_{D4} = I_{D5} = I_{D6} = I_{D7} = I_{D8} = I_{D9} = I_{D10} = I_{C6} = I_{C8} = I_{C9} = I_{C10} = I_{C5} = I_{C4} = I_{C3} = I_{C2} = I_{C1} = I_{C0} = I_{C-1} = I_{C-2} = I_{C-3} = I_{C-4} = I_{C-5} = I_{C-6} = I_{C-7} = I_{C-8} = I_{C-9} = I_{C-10} = I_{C-11} = I_{C-12} = I_{C-13} = I_{C-14} = I_{C-15} = I_{C-16} = I_{C-17} = I_{C-18} = I_{C-19} = I_{C-20} = I_{C-21} = I_{C-22} = I_{C-23} = I_{C-24} = I_{C-25} = I_{C-26} = I_{C-27} = I_{C-28} = I_{C-29} = I_{C-30} = I_{C-31} = I_{C-32} = I_{C-33} = I_{C-34} = I_{C-35} = I_{C-36} = I_{C-37} = I_{C-38} = I_{C-39} = I_{C-40} = I_{C-41} = I_{C-42} = I_{C-43} = I_{C-44} = I_{C-45} = I_{C-46} = I_{C-47} = I_{C-48} = I_{C-49} = I_{C-50} = I_{C-51} = I_{C-52} = I_{C-53} = I_{C-54} = I_{C-55} = I_{C-56} = I_{C-57} = I_{C-58} = I_{C-59} = I_{C-60} = I_{C-61} = I_{C-62} = I_{C-63} = I_{C-64} = I_{C-65} = I_{C-66} = I_{C-67} = I_{C-68} = I_{C-69} = I_{C-70} = I_{C-71} = I_{C-72} = I_{C-73} = I_{C-74} = I_{C-75} = I_{C-76} = I_{C-77} = I_{C-78} = I_{C-79} = I_{C-80} = I_{C-81} = I_{C-82} = I_{C-83} = I_{C-84} = I_{C-85} = I_{C-86} = I_{C-87} = I_{C-88} = I_{C-89} = I_{C-90} = I_{C-91} = I_{C-92} = I_{C-93} = I_{C-94} = I_{C-95} = I_{C-96} = I_{C-97} = I_{C-98} = I_{C-99} = I_{C-100} = I_{C-101} = I_{C-102} = I_{C-103} = I_{C-104} = I_{C-105} = I_{C-106} = I_{C-107} = I_{C-108} = I_{C-109} = I_{C-110} = I_{C-111} = I_{C-112} = I_{C-113} = I_{C-114} = I_{C-115} = I_{C-116} = I_{C-117} = I_{C-118} = I_{C-119} = I_{C-120} = I_{C-121} = I_{C-122} = I_{C-123} = I_{C-124} = I_{C-125} = I_{C-126} = I_{C-127} = I_{C-128} = I_{C-129} = I_{C-130} = I_{C-131} = I_{C-132} = I_{C-133} = I_{C-134} = I_{C-135} = I_{C-136} = I_{C-137} = I_{C-138} = I_{C-139} = I_{C-140} = I_{C-141} = I_{C-142} = I_{C-143} = I_{C-144} = I_{C-145} = I_{C-146} = I_{C-147} = I_{C-148} = I_{C-149} = I_{C-150} = I_{C-151} = I_{C-152} = I_{C-153} = I_{C-154} = I_{C-155} = I_{C-156} = I_{C-157} = I_{C-158} = I_{C-159} = I_{C-160} = I_{C-161} = I_{C-162} = I_{C-163} = I_{C-164} = I_{C-165} = I_{C-166} = I_{C-167} = I_{C-168} = I_{C-169} = I_{C-170} = I_{C-171} = I_{C-172} = I_{C-173} = I_{C-174} = I_{C-175} = I_{C-176} = I_{C-177} = I_{C-178} = I_{C-179} = I_{C-180} = I_{C-181} = I_{C-182} = I_{C-183} = I_{C-184} = I_{C-185} = I_{C-186} = I_{C-187} = I_{C-188} = I_{C-189} = I_{C-190} = I_{C-191} = I_{C-192} = I_{C-193} = I_{C-194} = I_{C-195} = I_{C-196} = I_{C-197} = I_{C-198} = I_{C-199} = I_{C-200} = I_{C-201} = I_{C-202} = I_{C-203} = I_{C-204} = I_{C-205} = I_{C-206} = I_{C-207} = I_{C-208} = I_{C-209} = I_{C-210} = I_{C-211} = I_{C-212} = I_{C-213} = I_{C-214} = I_{C-215} = I_{C-216} = I_{C-217} = I_{C-218} = I_{C-219} = I_{C-220} = I_{C-221} = I_{C-222} = I_{C-223} = I_{C-224} = I_{C-225} = I_{C-226} = I_{C-227} = I_{C-228} = I_{C-229} = I_{C-230} = I_{C-231} = I_{C-232} = I_{C-233} = I_{C-234} = I_{C-235} = I_{C-236} = I_{C-237} = I_{C-238} = I_{C-239} = I_{C-240} = I_{C-241} = I_{C-242} = I_{C-243} = I_{C-244} = I_{C-245} = I_{C-246} = I_{C-247} = I_{C-248} = I_{C-249} = I_{C-250} = I_{C-251} = I_{C-252} = I_{C-253} = I_{C-254} = I_{C-255} = I_{C-256} = I_{C-257} = I_{C-258} = I_{C-259} = I_{C-260} = I_{C-261} = I_{C-262} = I_{C-263} = I_{C-264} = I_{C-265} = I_{C-266} = I_{C-267} = I_{C-268} = I_{C-269} = I_{C-270} = I_{C-271} = I_{C-272} = I_{C-273} = I_{C-274} = I_{C-275} = I_{C-276} = I_{C-277} = I_{C-278} = I_{C-279} = I_{C-280} = I_{C-281} = I_{C-282} = I_{C-283} = I_{C-284} = I_{C-285} = I_{C-286} = I_{C-287} = I_{C-288} = I_{C-289} = I_{C-290} = I_{C-291} = I_{C-292} = I_{C-293} = I_{C-294} = I_{C-295} = I_{C-296} = I_{C-297} = I_{C-298} = I_{C-299} = I_{C-300} = I_{C-301} = I_{C-302} = I_{C-303} = I_{C-304} = I_{C-305} = I_{C-306} = I_{C-307} = I_{C-308} = I_{C-309} = I_{C-310} = I_{C-311} = I_{C-312} = I_{C-313} = I_{C-314} = I_{C-315} = I_{C-316} = I_{C-317} = I_{C-318} = I_{C-319} = I_{C-320} = I_{C-321} = I_{C-322} = I_{C-323} = I_{C-324} = I_{C-325} = I_{C-326} = I_{C-327} = I_{C-328} = I_{C-329} = I_{C-330} = I_{C-331} = I_{C-332} = I_{C-333} = I_{C-334} = I_{C-335} = I_{C-336} = I_{C-337} = I_{C-338} = I_{C-339} = I_{C-340} = I_{C-341} = I_{C-342} = I_{C-343} = I_{C-344} = I_{C-345} = I_{C-346} = I_{C-347} = I_{C-348} = I_{C-349} = I_{C-350} = I_{C-351} = I_{C-352} = I_{C-353} = I_{C-354} = I_{C-355} = I_{C-356} = I_{C-357} = I_{C-358} = I_{C-359} = I_{C-360} = I_{C-361} = I_{C-362} = I_{C-363} = I_{C-364} = I_{C-365} = I_{C-366} = I_{C-367} = I_{C-368} = I_{C-369} = I_{C-370} = I_{C-371} = I_{C-372} = I_{C-373} = I_{C-374} = I_{C-375} = I_{C-376} = I_{C-377} = I_{C-378} = I_{C-379} = I_{C-380} = I_{C-381} = I_{C-382} = I_{C-383} = I_{C-384} = I_{C-385} = I_{C-386} = I_{C-387} = I_{C-388} = I_{C-389} = I_{C-390} = I_{C-391} = I_{C-392} = I_{C-393} = I_{C-394} = I_{C-395} = I_{C-396} = I_{C-397} = I_{C-398} = I_{C-399} = I_{C-400} = I_{C-401} = I_{C-402} = I_{C-403} = I_{C-404} = I_{C-405} = I_{C-406} = I_{C-407} = I_{C-408} = I_{C-409} = I_{C-410} = I_{C-411} = I_{C-412} = I_{C-413} = I_{C-414} = I_{C-415} = I_{C-416} = I_{C-417} = I_{C-418} = I_{C-419} = I_{C-420} = I_{C-421} = I_{C-422} = I_{C-423} = I_{C-424} = I_{C-425} = I_{C-426} = I_{C-427} = I_{C-428} = I_{C-429} = I_{C-430} = I_{C-431} = I_{C-432} = I_{C-433} = I_{C-434} = I_{C-435} = I_{C-436} = I_{C-437} = I_{C-438} = I_{C-439} = I_{C-440} = I_{C-441} = I_{C-442} = I_{C-443} = I_{C-444} = I_{C-445} = I_{C-446} = I_{C-447} = I_{C-448} = I_{C-449} = I_{C-450} = I_{C-451} = I_{C-452} = I_{C-453} = I_{C-454} = I_{C-455} = I_{C-456} = I_{C-457} = I_{C-458} = I_{C-459} = I_{C-460} = I_{C-461} = I_{C-462} = I_{C-463} = I_{C-464} = I_{C-465} = I_{C-466} = I_{C-467} = I_{C-468} = I_{C-469} = I_{C-470} = I_{C-471} = I_{C-472} = I_{C-473} = I_{C-474} = I_{C-475} = I_{C-476} = I_{C-477} = I_{C-478} = I_{C-479} = I_{C-480} = I_{C-481} = I_{C-482} = I_{C-483} = I_{C-484} = I_{C-485} = I_{C-486} = I_{C-487} = I_{C-488} = I_{C-489} = I_{C-490} = I_{C-491} = I_{C-492} = I_{C-493} = I_{C-494} = I_{C-495} = I_{C-496} = I_{C-497} = I_{C-498} = I_{C-499} = I_{C-500} = I_{C-501} = I_{C-502} = I_{C-503} = I_{C-504} = I_{C-505} = I_{C-506} = I_{C-507} = I_{C-508} = I_{C-509} = I_{C-510} = I_{C-511} = I_{C-512} = I_{C-513} = I_{C-514} = I_{C-515} = I_{C-516} = I_{C-517} = I_{C-518} = I_{C-519} = I_{C-520} = I_{C-521} = I_{C-522} = I_{C-523} = I_{C-524} = I_{C-525} = I_{C-526} = I_{C-527} = I_{C-528} = I_{C-529} = I_{C-530} = I_{C-531} = I_{C-532} = I_{C-533} = I_{C-534} = I_{C-535} = I_{C-536} = I_{C-537} = I_{C-538} = I_{C-539} = I_{C-540} = I_{C-541} = I_{C-542} = I_{C-543} = I_{C-544} = I_{C-545} = I_{C-546} = I_{C-547} = I_{C-548} = I_{C-549} = I_{C-550} = I_{C-551} = I_{C-552} = I_{C-553} = I_{C-554} = I_{C-555} = I_{C-556} = I_{C-557} = I_{C-558} = I_{C-559} = I_{C-560} = I_{C-561} = I_{C-562} = I_{C-563} = I_{C-564} = I_{C-565} = I_{C-566} = I_{C-567} = I_{C-568} = I_{C-569} = I_{C-570} = I_{C-571} = I_{C-572} = I_{C-573} = I_{C-574} = I_{C-575} = I_{C-576} = I_{C-577} = I_{C-578} = I_{C-579} = I_{C-580} = I_{C-581} = I_{C-582} = I_{C-583} = I_{C-584} = I_{C-585} = I_{C-586} = I_{C-587} = I_{C-588} = I_{C-589} = I_{C-590} = I_{C-591} = I_{C-592} = I_{C-593} = I_{C-594} = I_{C-595} = I_{C-596} = I_{C-597} = I_{C-598} = I_{C-599} = I_{C-600} = I_{C-601} = I_{C-602} = I_{C-603} = I_{C-604} = I_{C-605} = I_{C-606} = I_{C-607} = I_{C-608} = I_{C-609} = I_{C-610} = I_{C-611} = I_{C-612} = I_{C-613} = I_{C-614} = I_{C-615} = I_{C-616} = I_{C-617} = I_{C-618} = I_{C-619} = I_{C-620} = I_{C-621} = I_{C-622} = I_{C-623} = I_{C-624} = I_{C-625} = I_{C-626} = I_{C-627} = I_{C-628} = I_{C-629} = I_{C-630} = I_{C-631} = I_{C-632} = I_{C-633} = I_{C-634} = I_{C-635} = I_{C-636} = I_{C-637} = I_{C-638} = I_{C-639} = I_{C-640} = I_{C-641} = I_{C-642} = I_{C-643} = I_{C-644} = I_{C-645} = I_{C-646} = I_{C-647} = I_{C-648} = I_{C-649} = I_{C-650} = I_{C-651} = I_{C-652} = I_{C-653} = I_{C-654} = I_{C-655} = I_{C-656} = I_{C-657} = I_{C-658} = I_{C-659} = I_{C-660} = I_{C-661} = I_{C-662} = I_{C-663} = I_{C-664} = I_{C-665} = I_{C-666} = I_{C-667} = I_{C-668} = I_{C-669} = I_{C-670} = I_{C-671} = I_{C-672} = I_{C-673} = I_{C-674} = I_{C-675} = I_{C-676} = I_{C-677} = I_{C-678} = I_{C-679} = I_{C-680} = I_{C-681} = I_{C-682} = I_{C-683} = I_{C-684} = I_{C-685} = I_{C-686} = I_{C-687} = I_{C-688} = I_{C-689} = I_{C-690} = I_{C-691} = I_{C-692} = I_{C-693} = I_{C-694} = I_{C-695} = I_{C-696} = I_{C-697} = I_{C-698} = I_{C-699} = I_{C-700} = I_{C-701} = I_{C-702} = I_{C-703} = I_{C-704} = I_{C-705} = I_{C-706} = I_{C-707} = I_{C-708} = I_{C-709} = I_{C-710} = I_{C-711} = I_{C-712} = I_{C-713} = I_{C-714} = I_{C-715} = I_{C-716} = I_{C-717} = I_{C-718} = I_{C-719} = I_{C-720} = I_{C-721} = I_{C-722} = I_{C-723} = I_{C-724} = I_{C-725} = I_{C-726} = I_{C-727} = I_{C-728} = I_{C-729} = I_{C-730} = I_{C-731} = I_{C-732} = I_{C-733} = I_{C-734} = I_{C-735} = I_{C-736} = I_{C-737} = I_{C-738} = I_{C-739} = I_{C-740} = I_{C-741} = I_{C-742} = I_{C-743} = I_{C-744} = I_{C-745} = I_{C-746} = I_{C-747} = I_{C-748} = I_{C-749} = I_{C-750} = I_{C-751} = I_{C-752} = I_{C-753} = I_{C-754} = I_{C-755} = I_{C-756} = I_{C-757} = I_{C-758} = I_{C-759} = I_{C-760} = I_{C-761} = I_{C-762} = I_{C-763} = I_{C-764} = I_{C-765} = I_{C-766} = I_{C-767} = I_{C-768} = I_{C-769} = I_{C-770} = I_{C-771} = I_{C-772} = I_{C-773} = I_{C-774} = I_{C-775} = I_{C-776} = I_{C-777} = I_{C-778} = I_{C-779} = I_{C-780} = I_{C-781} = I_{C-782} = I_{C-783} = I_{C-784} = I_{C-785} = I_{C-786} = I_{C-787} = I_{C-788} = I_{C-789} = I_{C-790} = I_{C-791} = I_{C-792} = I_{C-793} = I_{C-794} = I_{C-795} = I_{C-796} = I_{C-797} = I_{C-798} = I_{C-799} = I_{C-800} = I_{C-801} = I_{C-802} = I_{C-803} = I_{C-804} = I_{C-805} = I_{C-806} = I_{C-807} = I_{C-808} = I_{C-809} = I_{C-810} = I_{C-811} = I_{C-812} = I_{C-813} = I_{C-814} = I_{C-815} = I_{C-816} = I_{C-817} = I_{C-818} = I_{C-819} = I_{C-820} = I_{C-821} = I_{C-822} = I_{C-823} = I_{C-824} = I_{C-825} = I_{C-826} = I_{C-827} = I_{C-828} = I_{C-829} = I_{C-830} = I_{C-831} = I_{C-832} = I_{C-833} = I_{C-834} = I_{C-835} = I_{C-836} = I_{C-837} = I_{C-838} = I_{C-839} = I_{C-840} = I_{C-841} = I_{C-842} = I_{C-843} = I_{C-844} = I_{C-845} = I_{C-846} = I_{C-847} = I_{C-848} = I_{C-849} = I_{C-850} = I_{C-851} = I_{C-852} = I_{C-853} = I_{C-854} = I_{C-855} = I_{C-856} = I_{C-857} = I_{C-858} = I_{C-859} = I_{C-860} = I_{C-861} = I_{C-862} = I_{C-863} = I_{C-864} = I_{C-865} = I_{C-866} = I_{C-867} = I_{C-868} = I_{C-869} = I_{C-870} = I_{C-871} = I_{C-872} = I_{C-873} = I_{C-874} = I_{C-875} = I_{C-876} = I_{C-877} = I_{C-878} = I_{C-879} = I_{C-880} = I_{C-881} = I_{C-882} = I_{C-883} = I_{C-884} = I_{C-885} = I_{C-886} = I_{C-887} = I_{C-888} = I_{C-889} = I_{C-890} = I_{C-891} = I_{C-892} = I_{C-893} = I_{C-894} = I_{C-895} = I_{C-896} = I_{C-897} = I_{C-898} = I_{C-899} = I_{C-900} = I_{C-901} = I_{C-902} = I_{C-903} = I_{C-904} = I_{C-905} = I_{C-906} = I_{C-907} = I_{C-908} = I_{C-909} = I_{C-910} = I_{C-911} = I_{C-912} = I_{C-913} = I_{C-914} = I_{C-915} = I_{C-916} = I_{C-917} = I_{C-918} = I_{C-919} = I_{C-920} = I_{C-921} = I_{C-922} = I_{C-923} = I_{C-924} = I_{C-925} = I_{C-926} = I_{C-927} = I_{C-928} = I_{C-929} = I_{C-930} = I_{C-931} = I_{C-932} = I_{C-933} = I_{C-934} = I_{C-935} = I_{C-936} = I_{C-937} = I_{C-938} = I_{C-939} = I_{C-940} = I_{C-941} = I_{C-942} = I_{C-943} = I_{C-944} = I_{C-945} = I_{C-946} = I_{C-947} = I_{C-948} = I_{C-949} = I_{C-950} = I_{C-951} = I_{C-952} = I_{C-953} = I_{C-954} = I_{C-955} = I_{C-956} = I_{C-957} = I_{C-958} = I_{C-959} = I_{C-960} = I_{C-961} = I_{C-962} = I_{C-963} = I_{C-964} = I_{C-965} = I_{C-966} = I_{C-967} = I_{C-968} = I_{C-969} = I_{C-970} = I_{C-971} = I_{C-972} = I_{C-973} = I_{C-974} = I_{C-975} = I_{C-976} = I_{C-977} = I_{C-978} = I_{C-979} = I_{C-980} = I_{C-981} = I_{C-982} = I_{C-983} = I_{C-984} = I_{C-985} = I_{C-986} = I_{C-987} = I_{C-988} = I_{C-989} = I_{C-990} = I_{C-991} = I_{C-992} = I_{C-993} = I_{C-994} = I_{C-995} = I_{C-996} = I_{C-997} = I_{C-998} = I_{C-999} = I_{C-1000} = I_{C-1001} = I_{C-1002} = I_{C-1003} = I_{C-1004} = I_{C-1005} = I_{C-1006} = I_{C-1007} = I_{C-1008} = I_{C-1009} = I_{C-1010} = I_{C-1011} = I_{C-1012} = I_{C-1013} = I_{C-1014} = I_{C-1015} = I_{C-1016} = I_{C-1017} = I_{C-1018} = I_{C-1019} = I_{C-1020} = I_{C-1021} = I_{C-1022} = I_{C-1023} = I_{C-1024} = I_{C-1025} = I_{C-1026} = I_{C-1027} = I_{C-1028} = I_{C-1029} = I_{C-1030} = I_{C-1031} = I_{C-1032} = I_{C-1033} = I_{C-1034} = I_{C-1035} = I_{C-1036} = I_{C-1037} = I_{C-1038} = I_{C-1039} = I_{C-1040} = I_{C-1041} = I_{C-1042} = I_{C-1043} = I_{C-1044} = I_{C-1045} = I_{C-1046} = I_{C-1047} = I_{C-1048} = I_{C-1049} = I_{C-1050} = I_{C-1051} = I_{C-1052} = I_{C-1053} = I_{C-1054} = I_{C-1055} = I_{C-1056} = I_{C-1057} = I_{C-1058} = I_{C-1059} = I_{C-1060} = I_{C-1061} = I_{C-1062} = I_{C-1063} = I_{C-1064} = I_{C-1065} = I_{C-1066} = I_{C-1067} = I_{C-1068} = I_{C-1069} = I_{C-1070} = I_{C-1071} = I_{C-1072} = I_{C-1073} = I_{C-1074} = I_{C-1075} = I_{C-1076} = I_{C-1077} = I_{C-1078} = I_{C-1079} = I_{C-1080} = I_{C-1081} = I_{C-1082} = I_{C-1083} = I_{C-1084} = I_{C-1085} = I_{C-1086} = I_{C-1087} = I_{C-1088} = I_{C-1089} = I_{C-1090} = I_{C-1091} = I_{C-1092} = I_{C-1093} = I_{C-1094} = I_{C-1095} = I_{C-1096} = I_{C-1097} = I_{C-1098} = I_{C-1099} = I_{C-1100} = I_{C-1101} = I_{C-1102} = I_{C-1103} = I_{C-1104} = I_{C-1105} = I_{C-1106} = I_{C-1107} = I_{C-1108} = I_{C-1109} = I_{C-1110} = I_{C-1111} = I_{C-1112} = I_{C-1113} = I_{C-1114} = I_{C-1115} = I_{C-1116} = I_{C-1117} = I_{C-1118} = I_{C-1119} = I_{C-1120} = I_{C-1121} = I_{C-1122} = I_{C-1123} = I_{C-1124} = I_{C-1125} = I_{C-1126} = I_{C-1127} = I_{C-1128} = I_{C-1129} = I_{C-1130} = I_{C-1131} = I_{C-1132} = I_{C-1133} = I_{C-1134} = I_{C-1135} = I_{C-1136} = I_{C-1137} = I_{C-1138} = I_{C-1139} = I_{C-1140} = I_{C-1141} = I_{C-1142} = I_{C-1143} = I_{C-1144} = I_{C-1145} = I_{C-1146} = I_{C-1147} = I_{C-1148} = I_{C-1149} = I_{C-1150} = I_{C-1151} = I_{C-1152} = I_{C-1153} = I_{C-1154} = I_{C-1155} = I_{C-1156} = I_{C-1157} = I_{C-1158} = I_{C-1159} = I_{C-1160} = I_{C-1161} = I_{C-1162} = I_{C-1163} = I_{$$



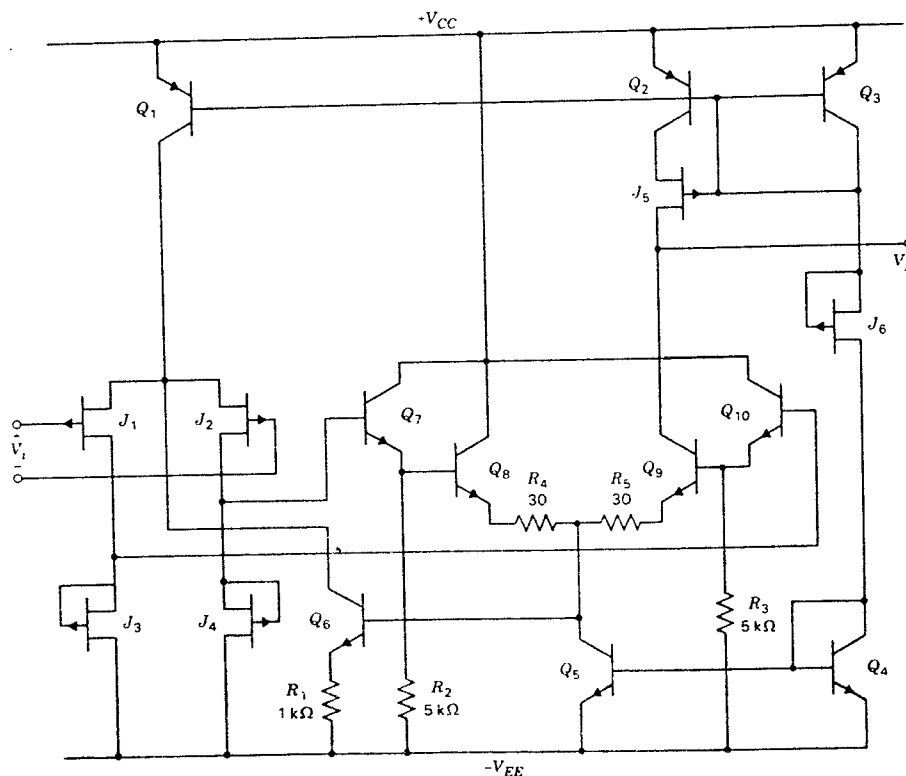


Fig. 6.38. Primul și al doilea etaj ale amplificatorului operațional BiFET LF155.

egalitate care se obține prin ajustarea curentului  $I_{C6}$  astfel încât

$$I_{C1} - I_{C6} = 2I_{DSS3,4} \quad (6.87)$$

TECJ  $J_6$  conectat ca sursă de curent stabilește curentul din punctul static de funcționare prin sursele de curent  $Q_4$ - $Q_5$  și  $Q_1$ - $Q_2$ - $Q_3$ . Raportul de arii se alege astfel ca  $I_{C5} = 2I_{C2}$ . Etajul diferențial Darlington va fi echilibrat atunci când  $V_i$  este ajustat, stabilind valoarea tensiunii  $V_v$  astfel încât toate dispozitivele să fie în regiunea activă directă. De observat că valoarea câștigului în curent alternativ este mărită datorită sursei de curent cascodă formată de  $J_5$  și  $Q_2$ . Tranzistorul  $Q_2$  funcționează în regiunea activă directă având  $V_{CB2} = V_{GS5} = 0$  și curentul de colector egal cu curentul de drenă al tranzistorului  $J_5$ ,  $I_{D5} = I_{DSS}$ . Cele două etaje sunt urmate de un etaj de ieșire bipolar convențional, în clasă AB, conectat în dreapta tranzistorului  $J_5$ .

Utilizarea de TECJ realizate prin implantare de ioni permite fabricarea de amplificatoare monolitice cu TECJ la intrare a căror tensiune de offset este de ordinul câtorva mV. Ca urmare la temperatura camerei aceste amplificatoare oferă o combinație foarte dorită: o tensiune de offset și un curent de polarizare al intrărilor relativ mici, curentul având o valoare tipică de ordinul a 10 pA. Totuși, la temperaturi ridicate curentul de polarizare al intrărilor crește foarte mult, el fiind de fapt curentul unei joncțiuni *pn* polarizate invers; pentru temperaturi de peste 100°C curentul de polarizare al intrărilor crește foarte mult depășind valorile corespunzătoare ale unor amplificatoare operaționale super- $\beta$ .

### 6.5 AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE MOS<sup>8,9,10</sup>

Topologia de circuit, fundamentală, folosită pentru majoritatea amplificatoarelor operaționale realizate cu tranzistoare bipolare este prezentată în fig. 6.39a într-o formă simplificată. Un etaj diferențial de intrare cu sarcină activă este urmat de un al doilea etaj de câștig. În cazul în care amplificatorul trebuie să lucreze pe sarcini mari, exterioare cipului, se poate adăuga un etaj de ieșire. De observat că în cazul amplificatorului operațional 741 în etajul de s-au introdus tranzistoare *nnp* performante pentru a ameliora funcționarea tranzistoarelor *pnp* laterale. Dacă în meniul de componente sunt disponibile tranzistoare *pnp* performante se poate folosi etajul de intrare mai simplu prezentat în fig. 6.39a.

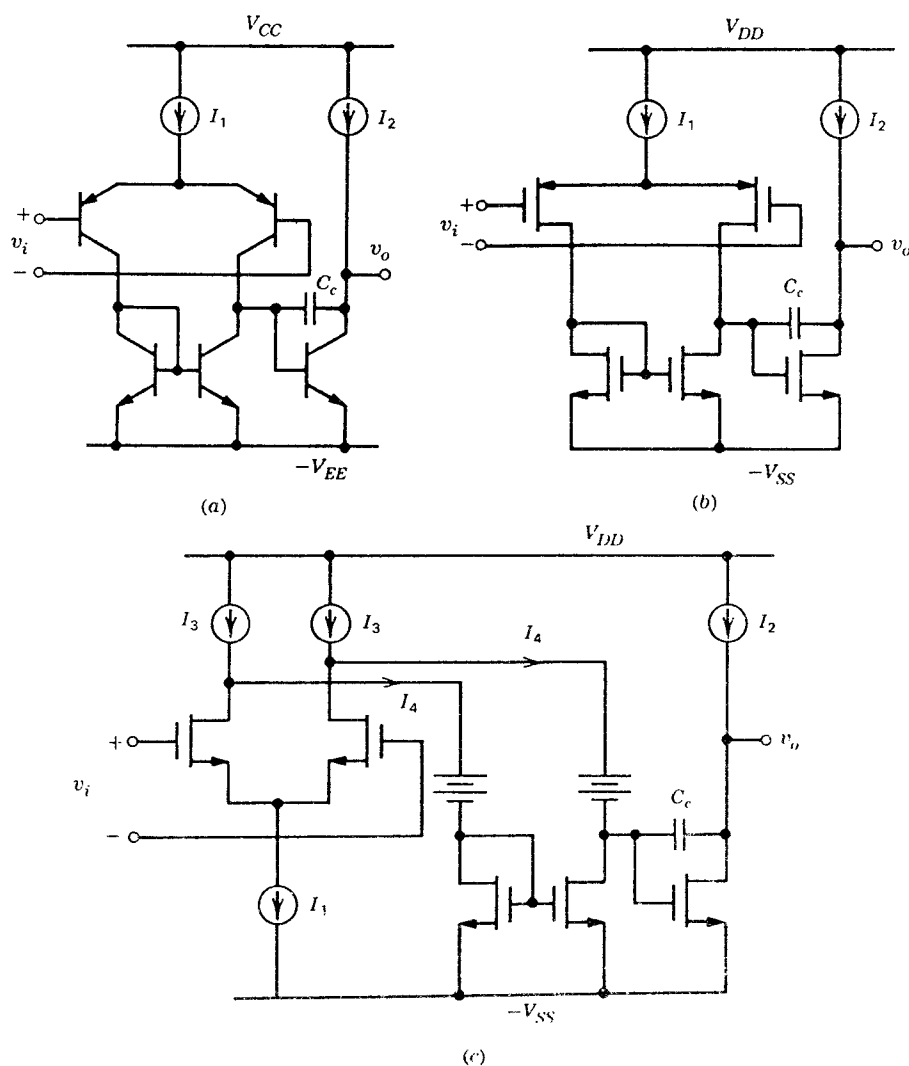


Fig. 6.39 Arhitectura de amplificator cu două etaje. (a) Implementarea bipolară. (b) Implementarea CMOS. (c) Un exemplu de implementare NMOS cu rețea de curent între etaje

Metoda cea mai utilizată pentru implementarea amplificatoarelor operaționale CMOS rezultă direct din fig. 6.39a și este prezentată în fig. 6.39b. Această configurație oferă valori bune pentru gama de mod comun, excursia de tensiune la ieșire, câștigul în tensiune și raportul de rejecție a modului comun (CMRR), folosind un circuit simplu care poate fi compensat cu un singur capacitor. Deși implementarea acestei arhitecturi într-o tehnologie NMOS necesită elemente de circuit suplimentare datorită inexistenței tranzistoarelor complementare, multe amplificatoare NMOS folosesc o configurație conceptual similară. Acest fapt este ilustrat în fig. 6.39c în care între primul și al doilea etaj s-a inserat un circuit diferențial de deplasare de nivel compus din surse de tensiune. În acest mod în ambele etaje se pot folosi ca dispozitive de câștig tranzistoarele cu canal  $n$  indus și ca sarcini active tranzistoarele cu canal  $n$  inițial (reprezentate în fig. 6.39c ca surse de curent). Acest circuit poate fi privit ca o versiune „îndoită” a circuitului din fig. 6.39b, în care etajul de intrare a fost „răbătut” în jos pentru a deveni un etaj NMOS. Din punct de vedere al analizei de semnal mic toate cele trei circuite prezentate în fig. 6.39 sunt în esență identice. Topologia prezentată în fig. 6.39c se poate utiliza în orice tehnologie în care este disponibil doar un singur tip de tranzistor performant. Circuitul activ pentru realizarea deplasării de nivel, modelat printr-o baterie, necesită un curent de polarizare care se obține făcând curentul  $I_3$  mai mare decât  $I_1/2$ :

$$I_4 = I_3 - \frac{I_1}{2}. \quad (6.88)$$

În această secțiune se vor analiza diverșii parametri ai amplificatorului operațional CMOS a cărui schemă este indicată în fig. 6.40. Analiza se va focaliza pe acele aspecte care sunt diferite de cazul bipolar.

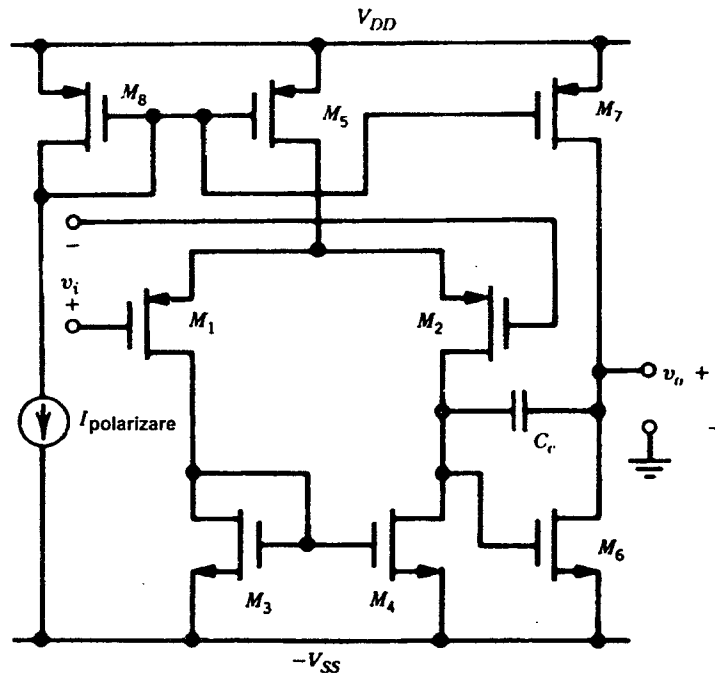


Fig. 6.40 O schemă mult mai detaliată a unui amplificator operațional CMOS cu două etaje.

Pentru determinarea câștigului în tensiune al amplificatorului din fig. 6.40 cele două etaje se pot considera separat deoarece nu există o încărcare a primului etaj de către al doilea etaj datorită valorii practic infinite a rezistenței de intrare a tranzistorului MOS. Primul etaj are exact aceeași configurație ca aceea discutată în *Secțiunea 4.3.2* numai că acum tranzistoarele sunt MOS și nu bipolare. Expresia câștigului în tensiune la semnal mic determinată pe baza circuitului echivalent din fig. 4.24 se poate aplica și în acest caz, dacă se face  $r_x = \infty$ . Ca urmare, folosind (4.106), rezultă expresia câștigului în tensiune al primului etaj:

$$A_{v1} = \frac{g_{m1}}{g_{o2} + g_{o4}} \quad (6.89)$$

$g_{m1}$  fiind transconductanța tranzistoarelor de intrare iar  $g_o$  conductanța de ieșire la semnal mic a tranzistorului. La fel se obține și expresia câștigului în tensiune al celui de al doilea etaj:

$$A_{v2} = \frac{-g_{m6}}{g_{o6} + g_{o7}} \quad (6.90)$$

Deci, expresia câștigului global al amplificatorului este

$$A_v = -\frac{g_{m1}g_{m6}}{(g_{o2} + g_{o4})(g_{o6} + g_{o7})} \quad (6.90a)$$

Se observă că valoarea câștigului global este legată de mărimea  $(g_m/g_o)^2$ . Din (3.13a) rezultă

$$g_m r_o = \frac{2L_{ef}}{V_{GS} - V_t} \left[ \frac{dX_d}{dV_{DS}} \right]^{-1} = \quad (6.90b)$$

$$= 2 \frac{V_A}{V_{GS} - V_t} \quad (6.90c)$$

astfel că valoarea câștigului global este puternic dependentă de punctul de funcționare ales pentru tranzistoare și de lungimea canalului tranzistoarelor folosite.

Să considerăm, în calitate de exemplu, procesul de  $3 \mu\text{m}$  descris în *Tabelul 2.1* în care  $dX_d/dV_{DS}$  este de  $0,2 \text{ V}/\mu\text{m}$  pentru tranzistorul cu canal  $n$  și de  $0,1 \text{ V}/\mu\text{m}$  pentru tranzistorul cu canal  $p$ . Să presupunem că se realizează un amplificator operațional folosind o lungime a canalului de  $3 \mu\text{m}$  și  $(V_{GS} - V_t) = 0,3 \text{ V}$  pentru toate tranzistoarele. Din (6.90b) rezultă pentru mărimea  $g_m r_o$  o valoare de 100 pentru tranzistorul NMOS și de 200 pentru tranzistorul PMOS. Câștigul global, în conformitate cu (6.90a), are o valoare  $A_v = -67 \times 67 = -4490$ . Această valoare poate fi mărită fie prin creșterea lungimii canalului, fie prin scăderea curentului de polarizare astfel încât să se micșoreze  $(V_{GS} - V_t)$ . Ambele metode duc însă la degradarea răspunsului în frecvență al amplificatorului. De asemenea, după cum rezultă din relația 3.176, tensiunea de offset a amplificatorului este direct proporțională cu  $(V_{GS} - V_t)$ . În concluzie, am pus astfel în evidență interdependențele fundamentale între răspunsul în frecvență, câștig și tensiunea de offset la intrare care apar în proiectarea amplificatorului operațional CMOS.

Amplificatorul cu două etaje fundamental, discutat mai sus, este mult folosit într-o diversitate de aplicații, cunoscând multe variante. Cu toate acestea s-au dezvoltat și alte soluții de circuit care optimizează unele aspecte ale funcționării amplificatorului. În această secțiune vom considera la început diferite variante ale circuitului fundamental și apoi alte arhitecturi.

**Îmbunătățirea câștigului în tensiune prin folosirea cascodei.** Valoarea câștigului în tensiune care se poate obține cu configurația fundamentală din fig. 6.40 poate să nu fie

satisfăcătoare în aplicațiile de precizie care cer valori mari ale câștigului cu bucla deschisă. O cale de îmbunătățire a valorii câștigului în tensiune fără a adăuga alte etaje cu sursa comună și — implicit, nodul de mare impedanță asociat unui astfel de etaj — este de a adăuga un etaj cu grila comună, sau o cascodă, pentru creșterea impedanței de ieșire a tranzistoarelor cu sursa comună din amplificatorul fundamental. Deci, tranzistorul cu sursa comună se înlocuiește cu două tranzistoare așezate în serie, unul conectat cu sursa comună iar celălalt cu grila comună. Efectul acestei modificări constă în mărirea rezistenței de ieșire a etajului cu un factor egal, aproximativ, cu  $g_m r_o$  a tranzistorului cascodă. Dacă și rezistența de ieșire a sursei de curent, care constituie sarcina etajului, este mărită în mod asemănător prin adăugarea convenabilă de tranzistoare cascodă, câștigul în tensiune al etajului crește cu un factor de aproximativ  $g_m r_o$ . Utilizarea cascodeleor pentru creșterea valorii câștigului în tensiune a amplificatorului cu două etaje este ilustrată în fig. 6.41. Deși în această schemă tranzistoarele cascodă au fost adăugate doar primului etaj, ele se pot adăuga și numai celui de al doilea etaj sau ambelor etaje. Un dezavantaj al acestui circuit este dat de scăderea substanțială a gamei de mod comun la intrare, scădere care poate fi redusă prin folosirea unei polarizări optime a cascodeleor în concordanță cu ce s-a discutat în Secțiunea 4.2.3.

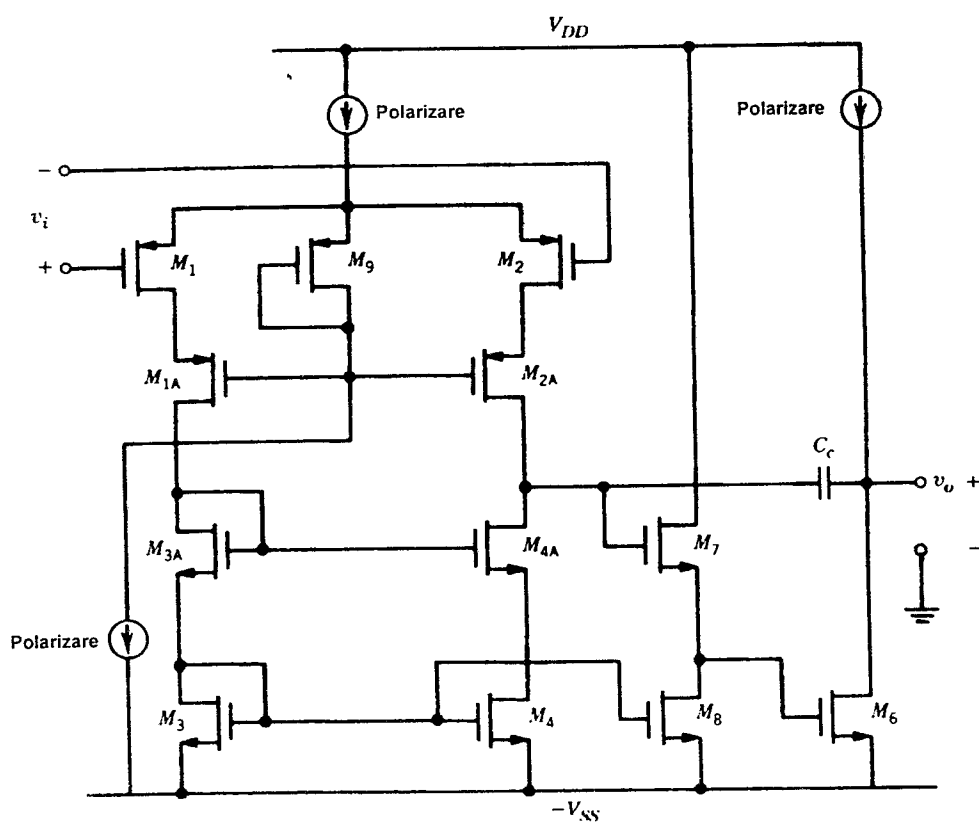


Fig. 6.41 Amplificatorul cu două etaje în care primului etaj i s-au adăugat tranzistoare cascodă. În acest exemplu tranzistoarele  $M_7$  și  $M_8$  realizează deplasarea de nivel între ieșirea primului etaj și intrarea celui de al doilea astfel încât pe toată calea de semnal să fie menținut echilibrul de curent continuu. Raportul  $W/L$  al tranzistorului  $M_9$  trebuie să fie ales astfel încât tranzistoarele  $M_1$  și  $M_2$  să fie menținute chiar la marginea exterioară a regiunii de tip triodă.



Câștigul în tensiune la semnal mic, la joasă frecvență al circuitului este

$$A_v = g_{m1}(R_{o7} \parallel R_{o4}) \quad (6.93)$$

unde

$$R_{o7} = r_{o7}(1 + g_{m7}r_{o5}) \quad (6.94)$$

și

$$R_{o4} = r_{o4}(1 + g_{m4}r_{o9} \parallel r_{o2}) . \quad (6.95)$$

Se pot obține valori ale câștigului de câteva mii.

Un avantaj important al acestui circuit este dat de faptul că capacitatea de sarcină  $C_L$  îndeplinește și funcția de capacitor de compensare (vezi *Capitolul 9*). Ca urmare, pentru a menține amplificatorul stabil atunci când este conectat într-o buclă de reacție, nu mai este nevoie de o capacitate suplimentară (cum era  $C_C$  în circuitul anterior).

Un dezavantaj important al amplificatoarelor cu un singur etaj este acela că excursia de tensiune la ieșire se reduce datorită tranzistoarelor cascodă  $M_3$ ,  $M_4$ ,  $M_7$  și  $M_8$ . Această problemă a fost discutată în *Secțiunea 4.2.3*; cascoda cu excursie mare de tensiune la ieșire prezentată acolo se poate aplica direct amplificatoarelor cu un singur etaj. Se obține o excursie de tensiune la ieșire de până la  $2(V_{GS} - V_T) = 2\Delta V_{GSQ}$  față de fiecare sursă de alimentare.

## ANEXE

### A6.1 Calculul tensiunii și curentului de offset la intrare pentru amplificatorul 741.

Curentul și tensiunea de offset la intrare constituie doi parametri importanți în caracterizarea funcționării unui amplificator operațional. După cum s-a discutat mai înainte în acest capitol, acești parametri stabilesc limita inferioară a valorii semnalului de curent continuu care poate fi detectat și amplificat cu corectitudine de către amplificator. Calculul acestor parametri este fundamental diferit de calculul altor parametri cum ar fi, de exemplu, câștigul în tensiune. Tensiunea și curentul de offset sunt parametri aleatori ale căror valori medii sunt în mod obișnuit practic nule. Aceste mărimi își au originea în neîmperecherile aleatoare care apar în perechiile de dispozitive care constituie etajul de intrare al amplificatorului. Ele sunt cel mai bine descrise de o distribuție cu (în mod ideal) o valoare medie nulă și o valoare dată a deviației standard. Parametrul de interes din punctul de vedere al proiectantului este deviația standard a distribuțiilor tensiunii și curentului de offset, care dictează valorile limită (alese de proiectant) de acceptare la testare a cipurilor bune, valori limită care trebuie să conserve și un randament acceptabil. Din punctul de vedere al utilizatorului detaliile distribuției sunt mai puțin semnificative cu excepția situației în care ele afectează valoarea maximă specificată a tensiunii de offset la care a ajuns proiectantul. La proiectarea etajului informațiile disponibile pentru proiectant sunt date de distribuțiile neîmperecherilor valorilor de rezistoare, ale curenților de saturație ai tranzistoarelor și ale valorilor câștigurilor în curent ale tranzistoarelor. Fiind date aceste distribuții sarcina proiectantului este de a proiecta un etaj de intrare cu un offset minim, realizându-se însă simultan și celelalte cerințe impuse amplificatorului. În continuare vom calcula tensiunea și curentul de offset pentru amplificatorul 741 în condițiile în care presupunem că diversele neîmperecheri ale dispozitivelor sunt descrise de distribuții normale (Gauss).

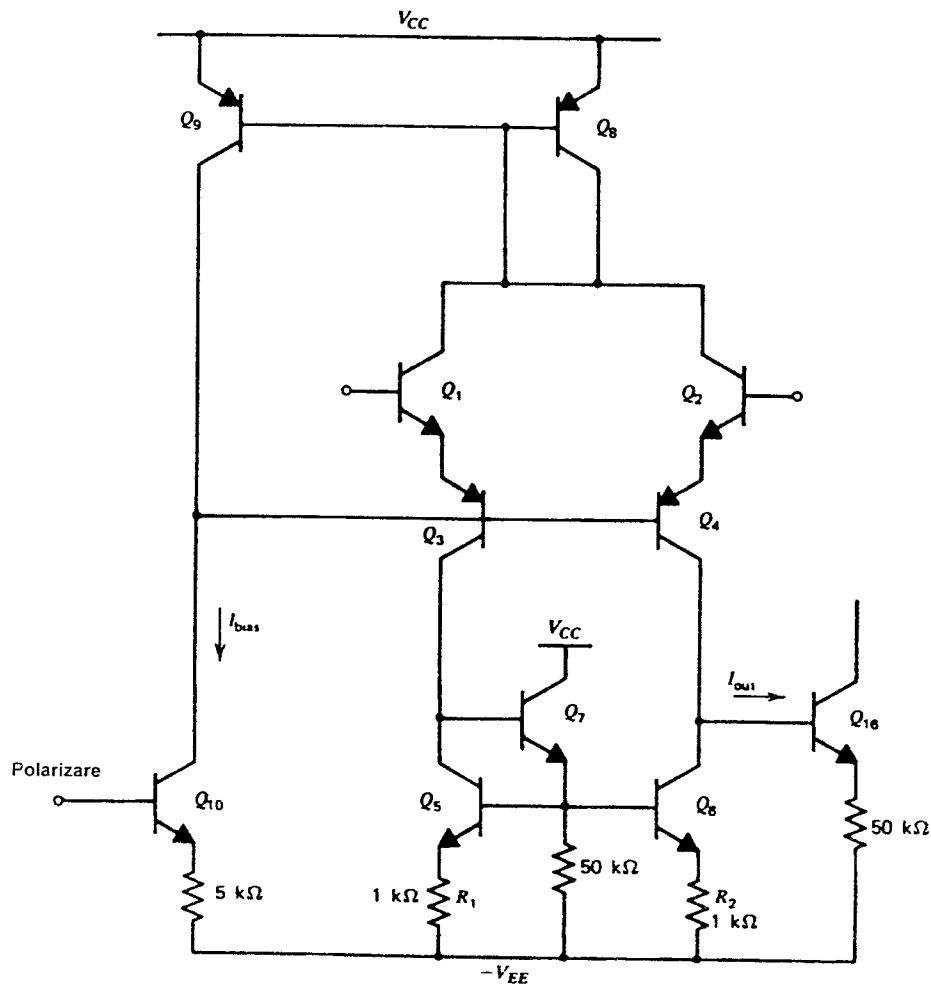


Fig. 6.43 Circuitul utilizat pentru calculul tensiunii de offset,  $V_{OS}$ , a amplificatorului operațional 741.

Schema simplificată a etajului de intrare este prezentată în fig. 6.43. În această analiză vom presupune că valoarea câștigului în curent al tranzistoarelor  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_5$  și  $Q_6$  este suficient de mare astfel încât să se poată neglija curenții lor de bază. Aceeași presupunere se face și relativ la tranzistoarele  $Q_7$  și  $Q_{16}$ .

Problema se poate simplifica cu condiția ca neîmperecherile să fie suficient de mici astfel încât și perturbația pe care o introduc asupra curenților din circuit să fie mică. În acest caz vom considera separat, pe rând, neîmperecherea pentru fiecare pereche de dispozitive și vom suprapune apoi, la sfârșit, rezultatele. Referindu-ne la fig. 6.43 se observă că în fond problema este de a determina valoarea tensiunii de la intrare,  $V_{OS}$ , care aduce curentul de ieșire,  $I_o$ , la zero, în prezența diferitelor neîmperecheri.

Pentru început considerăm neîmperecherile dintre  $Q_5$  și  $Q_6$  și  $R_1$  și  $R_2$ . Offsetul curenților de colector pentru o astfel de configurație a fost analizat în Capitolul 4, obținându-se



$$\frac{\Delta I_{C5-6}}{I_{C5-6}} = \frac{1}{1 + g_m R_{1-2}} \frac{\Delta I_{S5-6}}{I_{S5-6}} - \frac{g_m R_{1-2}}{1 + g_m R_{1-2}} \frac{\Delta R_{1-2}}{R_{1-2}}. \quad (6.96)$$

unde  $\Delta I_{C5-6}/I_{C5-6}$  este neîmperecherea relativă a curenților  $I_{C5}$  și  $I_{C6}$ . (6.96) se rescrie astfel:

$$\frac{\Delta I_{C5-6}}{I_{C5-6}} = \frac{1}{1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}} \frac{\Delta I_{S5-6}}{I_{S5-6}} - \frac{\frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}}{1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}} \frac{\Delta R_{1-2}}{R_{1-2}}. \quad (6.97)$$

Pentru a produce între valorile curenților prin tranzistoarele  $Q_3$  și  $Q_4$  diferența necesară aducerii curentului  $I_o$  la zero trebuie să aplicăm la intrare o tensiune  $V_{OS1}$  astfel încât

$$\Delta I_{C3-4} = \frac{g_{m1-2}}{2} V_{OS1} = \Delta I_{C5-6}. \quad (6.98)$$

Deci

$$V_{OS1} = \frac{2 \Delta I_{C5-6}}{g_{m1-2}}. \quad (6.99)$$

Înlocuind (6.97) în (6.99) se obține

$$V_{OS1} = \frac{2}{g_{m1-2}} \left[ I_{C5-6} \frac{1}{1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}} \frac{\Delta I_{S5-6}}{I_{S5-6}} - I_{C5-6} \frac{\frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}}{1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}} \frac{\Delta R_{1-2}}{R_{1-2}} \right]. \quad (6.100)$$

Deoarece

$$\frac{I_{C5-6}}{g_{m1-2}} = \frac{I_{C5-6}}{g_{m5-6}} = V_T \quad (6.101)$$

prin înlocuirea relației 6.101 în (6.100) se obține

$$V_{OS1} = 2 V_T \left[ \frac{1}{1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}} \frac{\Delta I_{S5-6}}{I_{S5-6}} - \frac{\frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}}{1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}} \frac{\Delta R_{1-2}}{R_{1-2}} \right]. \quad (6.102)$$

Să considerăm acum neîmperecherea între  $I_{S1-2}$  și  $I_{S3-4}$ . Dacă curenții de colector ai tranzistoarelor  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  și  $Q_4$  sunt egali, contribuția la offset a neîmperecherii  $Q_1$ - $Q_2$  este chiar diferența dintre  $V_{BE1}$  și  $V_{BE2}$ , la aceeași valoare a curentului de colector:

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \approx -V_T \frac{\Delta I_{S1-2}}{I_{S1-2}}. \quad (6.103)$$

Contribuția neîmperecherii  $Q_3$ - $Q_4$  se deduce la fel, astfel că:

$$V_{OS2} = -V_T \frac{\Delta I_{S1-2}}{I_{S1-2}} - V_T \frac{\Delta I_{S3-4}}{I_{S3-4}}. \quad (6.104)$$

În final vom considera neîmperecherea între valorile câștigurilor în curent ale tranzistoarelor *pnp*. Presupunând cei doi curenți de colector,  $I_{C3}$  și  $I_{C4}$ , egali, curenții de emitor vor diferi cu o valoare egală cu diferența între curenții de bază. Dacă  $\Delta\beta_F \ll \beta_F$  se găsește

$$\frac{\Delta I_{E3-4}}{I_{E3-4}} = -\frac{1}{\beta_{3-4}} \frac{\Delta\beta_{3-4}}{\beta_{3-4}}. \quad (6.105)$$

Neglijând curenții de bază ai tranzistoarelor *nnp*, diferența între curenții de colector ai tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  va fi chiar  $\Delta I_{C3-4}$ . Așadar

$$V_{OS3} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \approx V_T \frac{\Delta I_{C1-2}}{I_{C1-2}} = V_T \frac{\Delta I_{E3-4}}{I_{E3-4}}$$

expresie care prin înlocuirea relației 6.105 se reduce la

$$V_{OS2} = -V_T \frac{1}{\beta_{3-4}} \frac{\Delta\beta_{3-4}}{\beta_{3-4}} \quad (6.106)$$

Tensiunea totală de offset la intrare este dată de suma celor trei componente:

$$V_{OS} = V_{OS1} + V_{OS2} + V_{OS3}$$

$$V_{OS} = V_T \left[ \frac{2}{1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}} \frac{\Delta I_{S5-6}}{I_{S5-6}} - \frac{2 \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}}{1 + \frac{I_{C5-6} R_{1-2}}{V_T}} \frac{\Delta R_{1-2}}{R_{1-2}} - \frac{\Delta I_{S1-2}}{I_{S1-2}} - \frac{\Delta I_{S3-4}}{I_{S3-4}} - \frac{1}{\beta_{3-4}} \frac{\Delta\beta_{3-4}}{\beta_{3-4}} \right]. \quad (6.107)$$

Pentru un set dat de neîmperecheri această expresie permite obținerea valorii tensiunii de offset la intrare. Cu toate acestea, informația de interes pentru proiectant este distribuția tensiunilor de offset pentru un număr mare de circuite, iar ceea ce se știe de fapt sunt distribuțiile factorilor de neîmperechere. Dacă fiecare din mărimile

$$\frac{\Delta I_{S5-6}}{I_{S5-6}}, \quad \frac{\Delta R_{1-2}}{R_{1-2}}, \quad \frac{\Delta I_{S1-2}}{I_{S1-2}}, \quad \frac{\Delta I_{S3-4}}{I_{S3-4}}, \quad \frac{\Delta\beta_{3-4}}{\beta_{3-4}}$$

este privită ca o variabilă aleatoare independentă cu o distribuție normală atunci, în conformitate cu cele discutate în *Anexa A3.1*, deviația standard a sumei este dată de

$$\sigma_{\text{sum}} = \sqrt{\sum_n \sigma_n^2} \quad (6.108)$$

Ca urmare, deviația standard a distribuției  $V_{OS}$  se va calcula adunând pătratele contribuțiilor individuale și extrăgând apoi rădăcina pătrată din rezultat.

Presupunând, de exemplu, că deviația standard a împerecherii rezistoarelor este de 1%, a curenților  $I_S$  de 5% și a valorilor câștigului în curent de 10% se obține (cu  $R_{1-2} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $I_{C5-6} = 9,5 \text{ }\mu\text{A}$ ,  $\beta_{3-4} = 50$ ):

$$\sigma_{V_{os}} = V_T \sqrt{0,073^2 + 0,0052^2 + 0,05^2 + 0,05^2 + \frac{1}{50^2} 0,1^2} \quad (6.109)$$

$$= V_T \times 0,103 = 2,6 \text{ mV} .$$

Se observă că în tensiunea de offset contribuția cea mai importantă este dată de neîmperecherea în tranzistoarele sarcinii active,  $Q_5$  și  $Q_6$ . Presupunând, de exemplu, că tensiunea de offset are o deviație standard de 2,6 mV atunci fracțiunea  $Y$  din toate amplificatoarele fabricate care vor avea o tensiune de offset mai mică decât aceea specificată pentru 741 (5 mV) va fi dată de

$$Y = \int_{-5}^{+5} \frac{1}{2,6\sqrt{2\pi}} \exp \frac{x^2}{2(2,6)^2} dx . \quad (6.110)$$

Această integrală poate fi evaluată cu ajutorul fig. 3.60, obținându-se valoarea 0,93. Cu alte cuvinte, pentru o valoare specificată a tensiunii de offset de maximum 5 mV va rezulta, ca urmare a împrăstierii valorii tensiunii de offset, o pierdere de 7%.

Curentul de offset la intrare este determinat de neîmperecherea valorilor câștigului în curent pentru tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$  și de neîmperecherea dintre curenții de colector  $I_{C1}$  și  $I_{C2}$ , fiind dat (aproximativ) de relația

$$I_{OS} = I_{B1} - I_{B2} = I_{B1-2} \left[ -\frac{\Delta\beta_{1-2}}{\beta_{1-2}} - \frac{1}{\beta_{3-4}} \frac{\Delta\beta_{3-4}}{\beta_{3-4}} + 0,73 \frac{\Delta I_{S5-6}}{I_{S5-6}} + 0,27 \frac{\Delta R_{1-2}}{R_{1-2}} \right] . \quad (6.111)$$

Presupunând un câștig în curent pentru tranzistoarele *pnp* de 50, iar pentru tranzistoarele *nnp* de 250, atunci  $I_{B1-2} = 9,5 \mu\text{A}/250 = 38 \text{ nA}$  și rezultă:

$$\sigma_{I_{in}} \approx 0,1 I_{B1-2} = 3,8 \text{ nA} . \quad (6.112)$$

## A6.2 Tensiunea de offset la intrare a amplificatoarelor operaționale MOS

Tensiunea de offset a unui amplificator operațional are două componente: tensiunea de offset sistematică și tensiunea de offset aleatoare. Prima rezultă din proiectarea circuitului și există chiar dacă toate dispozitivele din circuit se împerechează ideal. A doua își are originea în neîmperecherile dispozitivelor pereche, care au fost presupune identice.

**Componenta sistematică a tensiunii de offset.** În tehnologia bipolară valoarea comparativ ridicată a câștigului pe etaj (de ordinul a 500) conduce la situația în care tensiunea de offset referită la intrare a amplificatorului operațional este dependentă în esență de modul în care a fost proiectat etajul de intrare. În amplificatoarele operaționale MOS, din cauza valorii relativ mici a câștigului pe etaj, offsetul celui de al doilea etaj poate juca un rol important.

În fig. 6.44 amplificatorul operațional din fig. 6.40 a fost împărțit în două etaje separate. În condițiile în care intrările primului etaj sunt scurtcircuitate la masă tensiunea din punctul static de funcționare din drena tranzistorului  $M_4$  este egală cu tensiunea din drena tranzistorului  $M_3$  ( $M_3$  și  $M_4$  au același curent de drenă și aceeași tensiune grilă-sursă și, ca urmare, trebuie să aibă și aceeași tensiune drenă-sursă).

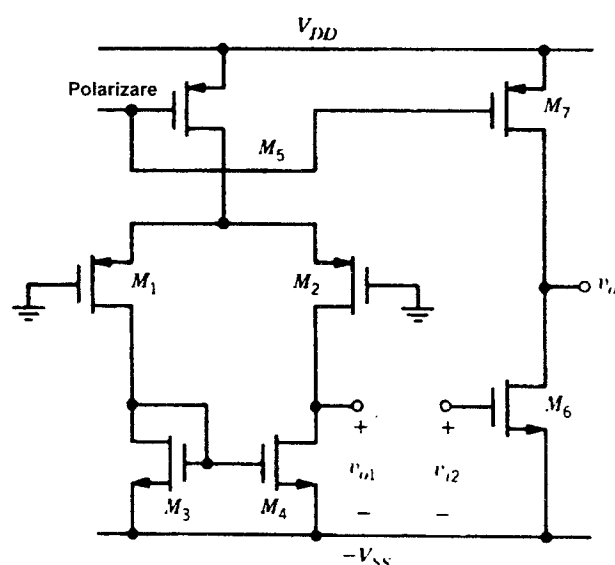


Fig. 6.44 Amplificatorul cu două etaje, în care etajele au fost deconectate pentru a se pune în evidență efectul cuplării între etaje asupra tensiunii de offset referită la intrare.

Totuși valoarea tensiunii de grilă a tranzistorului  $M_6$  necesară pentru a forța o valoare nulă a tensiunii de la ieșirea amplificatorului poate să fie diferită de valoarea tensiunii statice de la ieșirea primului etaj. De exemplu, pentru o valoare a câștigului primului etaj de 50, o diferență de 50 mV între aceste tensiuni conduce la o tensiune de offset referită la intrare, sistematică, de 1 mV. Rezultă că rapoartele  $W/L$  ale tranzistoarelor  $M_3$ ,  $M_4$  și  $M_6$  trebuie alese astfel încât densitățile de curent prin aceste trei tranzistoare să fie egale. În cazul circuitului simplu din fig. 6.44 această cerință ia forma:

$$\frac{(W/L)_3}{(W/L)_6} = \frac{(W/L)_4}{(W/L)_6} = (1/2) \frac{(W/L)_5}{(W/L)_7}. \quad (6.113)$$

Pentru menținerea acestui raport față de variațiile lungimii canalului induse de proces, lungimea canalului tranzistoarelor  $M_3$ ,  $M_4$  și  $M_6$  trebuie aleasă aceeași, valoarea raportului rezultând din alegerea convenabilă a lățimii tranzistoarelor. Folosirea de lungimi de canal identice pentru tranzistoare se află în contradicție cu cerința (care se discută în Capitolul 11) ca pentru obținerea unui zgomot mic tranzistoarele  $M_3$  și  $M_4$  să aibă o transconductanță mică.

**Componenta aleatoare a tensiunii de offset.** În concordanță cu cele prezentate în Secțiunea 3.6.6 perechile cu cuplaj în surse au în general un zgomot aleator mai mare decât corespondentul lor bipolar. Dacă pentru tranzistoarele  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$  și  $M_4$  se iau în considerare numai neîmperecherile tensiunii de prag și ale raportului  $W/L$  o analiză directă, care urmează exact aceeași cale prin care s-a obținut relația 3.176, conduce la următoarea expresie pentru tensiunea de offset a circuitului din fig. 6.44:

$$V_{OS} = \Delta V_{i1-2} + \Delta V_{i3-4} \frac{g_{m3}}{g_{m1}} + \frac{(V_{GS} - V_t)_{1-2}}{2} \left[ \frac{-\Delta(W/L)_{1-2}}{(W/L)_{1-2}} - \frac{\Delta(W/L)_{3-4}}{(W/L)_{3-4}} \right]. \quad (6.114)$$

Primul termen reprezintă neîmperecherea tensiunilor de prag ale tranzistoarelor de intrare. Al doilea este dat de neîmperecherea tensiunilor de prag ale tranzistoarelor de sarcină; acest termen se aduce la minimum prin alegerea raportului  $W/L$  pentru tranzistoarele de sarcină astfel încât transconductanța lor să fie mică în comparație cu aceea a tranzistoarelor de intrare. Al treilea termen reprezintă neîmperecherea rapoartelor  $W/L$  ale tranzistoarelor de intrare și de sarcină și se aduce la minimum prin plasarea tranzistoarelor de intrare într-un punct static de funcționare caracterizat de valori mici ale mărimii  $(V_{GS} - V_T)$ , tipic de ordinul 50–300 mV.

## PROBLEME

- 6.1 Să se determine curentul de la ieșire în funcție de tensiunea de la intrare pentru circuitul din fig. 6.45. Se va presupune că tranzistorul este în regiunea activă directă.
- 6.2 Să se determine tensiunea de la ieșire în funcție de tensiunea de la intrare pentru circuitul din fig. 6.46.

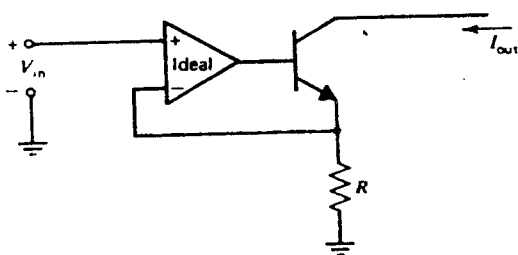


Fig. 6.45 Circuitul pentru Problema 6.1.

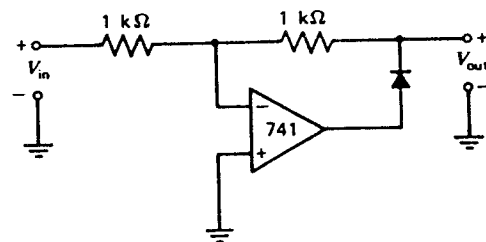


Fig. 6.46 Circuitul pentru Problema 6.2.

- 6.3 Pentru circuitul din fig. 6.47 să se determine valoarea corectă a rezistorului  $R_x$  astfel încât tensiunea de la ieșire să fie nulă atunci când tensiunea de la intrare este zero. Se va presupune un curent de polarizare al intrărilor finit, iar tensiunea și curentul de offset la intrare nule.
- 6.4 În fig. 6.48 este prezentată schema unui amplificator diferențial de instrumentație care trebuie să realizeze un câștig în tensiune de  $10^3$  cu o precizie de 0,1%. Poate satisface amplificatorul operațional 741 cerințele acestei aplicații? Cât de mare trebuie să fie valoarea câștigului cu bucla deschisă al amplificatorului operațional?

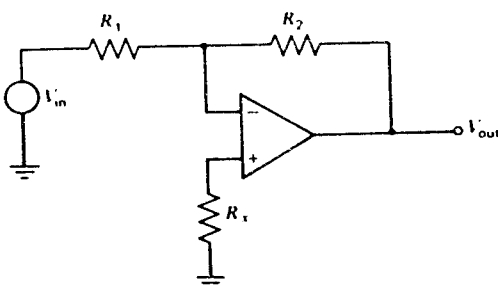


Fig. 6.47 Circuitul pentru Problema 6.3.

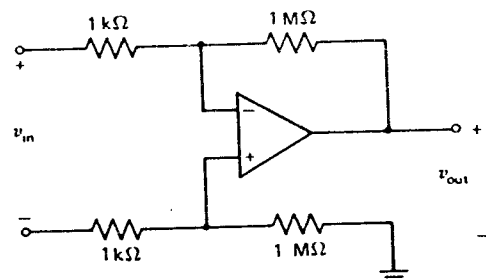


Fig. 6.48 Circuitul pentru Problema 6.4.

- Se va presupune că valoarea câștigului cu bucla deschisă al amplificatorului operațional are toleranțele  $+100\%$  și  $-50\%$ . Se vor neglija efectele rezistențelor  $R_i$  și  $R_o$  ale amplificatorului operațional.
- 6.5 Amplificatorul diferențial din *Problema 6.4* trebuie să aibă o tensiune de ofset referită la intrare mai mică de 1 mV, după ce tensiunea de ofset a amplificatorului operațional a fost ajustată la zero, pentru tensiuni de intrare de mod comun cuprinse între 10 V și -10 V. Care este valoarea maximă a CMRR al amplificatorului operațional astfel încât să fie realizată cerința anterioară? Satisface amplificatorul 741, pentru care valoarea CMRR specificată este de minimum 80 dB, această cerință?
- 6.6 Să se calculeze și să se deseneze forma de undă a tensiunii de la ieșirea integratorului cu capacități comutate din fig. 6.7a pentru intervalul de timp de la  $t=0$  la  $t=20\ \mu\text{s}$ ;  $v_i=1\ \text{V}$  este constant iar frecvența ceasului este de 1 MHz. Se va presupune că amplificatorul operațional este ideal, având câștigul cu bucla deschisă de valoare infinită și un front de valoare nulă a tensiunii de la ieșire. Comutatoarele MOS se vor presupune ideale, având rezistența în starea de conducție nulă și rezistența în starea blocat infinită. Formele de undă se vor compara cu acelea ale circuitului analogic echivalent din fig. 6.7b. Se va examina efectul valorii finite a câștigului cu bucla deschisă a amplificatorului operațional MOS asupra formei de undă a tensiunii de la ieșire; se va considera o valoare a câștigului cu bucla deschisă de 1000.
- 6.7 Cu cât se modifică valoarea curenților de colector ai tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  din etajul de intrare al amplificatorului operațional 741 atunci când tensiunea surselor de alimentare este micșorată la  $\pm 10\ \text{V}$  de la  $\pm 15\ \text{V}$ ? Se vor neglija efectele date de valoarea finită a rezistenței de ieșire a tranzistoarelor. Rezultatele obținute se vor verifica prin simulare cu SPICE iar apoi se va ține cont de rezistența de ieșire de valoare finită a tranzistoarelor și se vor compara rezultatele.
- 6.8 În fig. 6.49 sunt prezentate două scheme pentru polarizarea etajului de intrare al amplificatorului 741. Pentru fiecare schemă să se determine valoarea necesară a curențului  $I_{\text{ref}}$  pentru a se obține prin tranzistoarele de intrare un curent de colector de  $10\ \mu\text{A}$ . Se vor neglija curenții de bază ai tranzistoarelor *nnp*. Se va presupune că valoarea câștigului în curent al tranzistoarelor *pnp* este de 50 și că pentru toate tranzistoarele  $V_A = \infty$ . Se va presupune, de asemenea, că toate tranzistoarele de același tip sunt identice. Rezultatele se vor verifica prin simulare cu SPICE. De asemenea, folosind SPICE se vor compara valorile transconductanței de semnal mic pentru cele două etaje în cazul unei excitații diferențiale la intrare. (La ieșire se va lua o tensiune de curent continuu de 1,6 V măsurată față de  $-V_{EE}$ ). Se vor discuta diferențele care apar.
- 6.9 În fig. 6.50 este prezentată o soluție pentru o schemă de polarizare de etaj final, care utilizează o multiplicare de  $V_{BE}$ . Să se determine curentul de polarizare în funcție de raportul rezistoarelor,  $R_2/R_1$ . Să se calculeze raportul rezistoarelor care determină un curent de polarizare de  $50\ \mu\text{A}$ . Rămâne curentul  $I_{\text{polarizare}}$  constant față de variațiile de temperatură? Se va presupune că tranzistoarele de ieșire au un curent de saturație de cinci ori mai mare decât acela al tranzistoarelor de geometrie mică. Se va neglija partea din curentul de  $200\ \mu\text{A}$  care trece prin  $R_1$ ,  $R_2$  și curenții de bază. Se va lua  $I_S = 10^{-15}\ \text{A}$ . Se vor determina cu SPICE curenții din circuit folosind valoarea calculată a raportului rezistoarelor și  $R_1 = 100\ \text{k}\Omega$ . Se va trasa grafic dependența de temperatură a curentului  $I_{\text{polarizare}}$  în gama  $-55^\circ\text{C} - +125^\circ\text{C}$ .
- 6.10 Să se determine câștigul amplificatorului operațional 741 în situația în care se dublează valoarea curentului de polarizare al primului etaj.

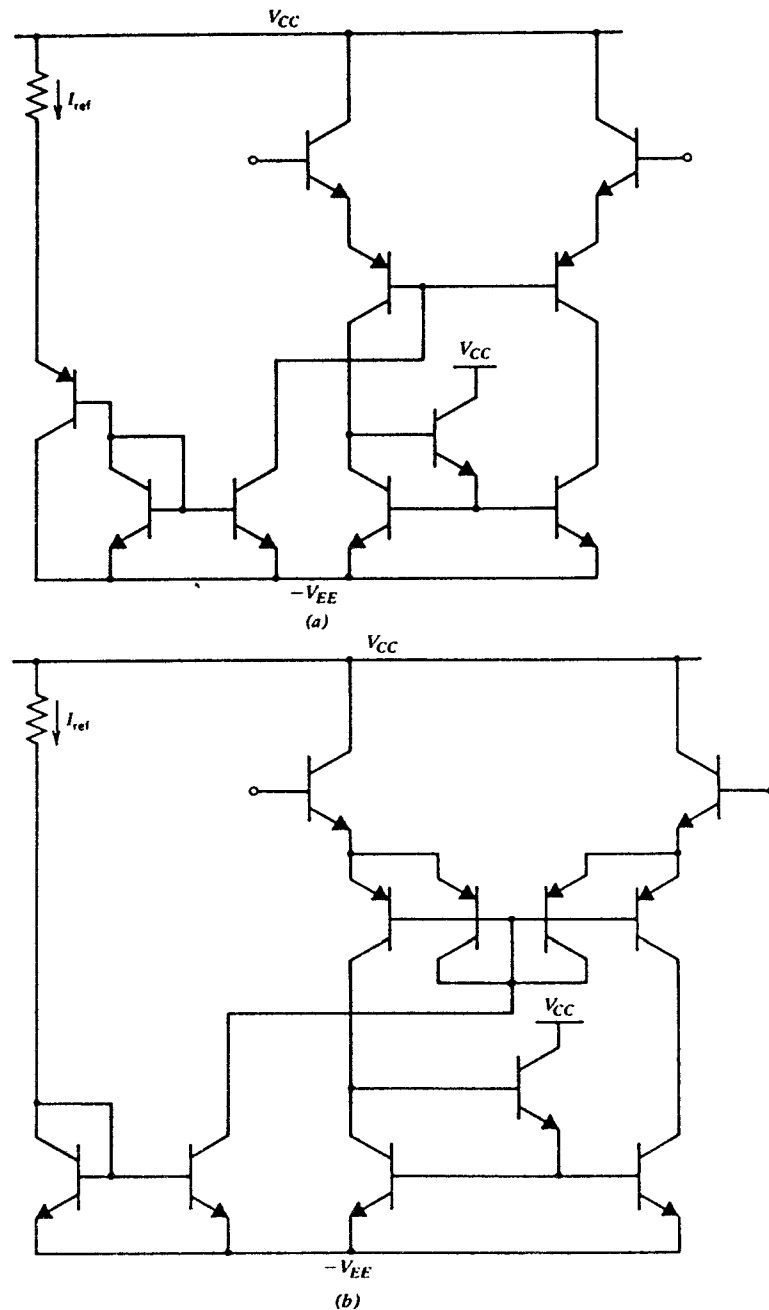


Fig. 6.49 Circuitele pentru Problema 6.8.

- 6.11 Cum este afectat câștigul amplificatorului operațional 741 de eliminarea rezistorului de  $100\ \Omega$  din emitorul tranzistorului  $Q_{17}$ ? Să se calculeze noua valoare a câștigului.
- 6.12 Să se determine gama de valori ale tensiunii de intrare de mod comun a amplificatorului 741. Această gamă corespunde valorilor pe care le poate lua tensiunea de intrare

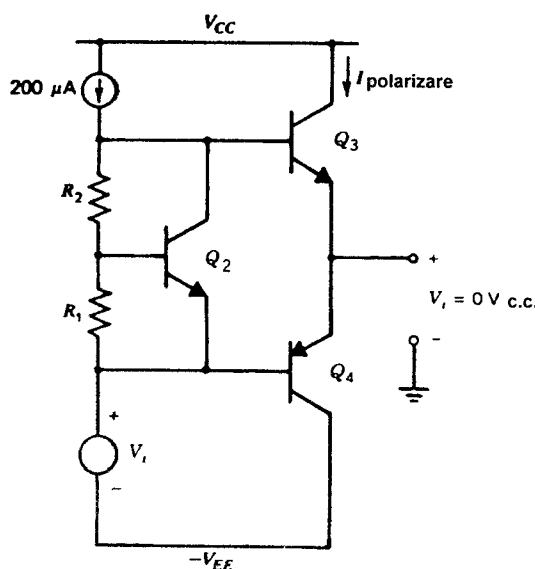


Fig. 6.50 Circuitul pentru Problema 6.9.

de mod comun, de curent continuu, amplificatorul funcționând normal, iar tensiunea de offset și curentul de polarizare al intrărilor satisfacând specificațiile. Amplificatorul 741 se va conecta ca repetor (ca în fig. 6.3c). Utilizând SPICE se va examina efectul dat de limitele gamei de variație a tensiunii de intrare de mod comun ale amplificatorului. În acest scop se va trasa grafic caracteristica de transfer de curent continuu a repetorului și se vor pune în legătură particularitățile caracteristicii cu parametrii amplificatorului operațional 741.

**6.13** Obiectivul acestei probleme îl constituie calculul driftului tensiunii de offset a amplificatorului operațional 741 prin utilizarea relației 6.81. Se va calcula la început tensiunea de offset în cazul cel mai defavorabil folosind (6.107), presupunând că  $\Delta I_S/I_S = 0,05$ ,  $\Delta R/R = 0,01$

și  $\Delta\beta/\beta = 0,1$ . Apoi se va calcula driftul tensiunii de offset făcând apel la (6.81). Pentru a se calcula coeficientul de temperatură al sursei de curent de polarizare se vor folosi rezultatele din Capitolul 4 pentru sursa Widlar și se va arăta că al doilea termen în (6.81) este neglijabil dacă  $R_1$  și  $R_2$  sunt rezistoare difuzate.

- 6.14** Să se determine curenții de polarizare de curent continuu și câștigul în tensiune de semnal mic pentru amplificatorul operațional 725, a cărui schemă este prezentată în fig. 6.27. Se va lua  $V_{CC} = +15$  V,  $-V_{EE} = -15$  V și se vor face aceleași presupuneri ca acelea făcute la analiza amplificatorului 741. Se va folosi SPICE pentru verificarea rezultatelor și determinarea CMRR.
- 6.15** Să se calculeze curenții din punctul static de funcționare și câștigul în tensiune la semnal mic, la joasă frecvență ale primelor două etaje ale amplificatorului operațional LF155, prezentate în fig. 6.38, în cazul în care alimentarea se face la  $\pm 5$  V. Pentru tranzistoarele bipolare se vor utiliza parametrii corespunzători procesului prin care este fabricat amplificatorul 741 iar pentru TECJ implantate ionic parametrii din fig. 2.49. Se va presupune că toate TEC sunt identice, la fel și toate tranzistoarele bipolare, cu excepția tranzistoarelor  $Q_5$  și  $Q_1$  care sunt dispozitive  $2\times$ , respectiv  $3\times$ . Se va folosi SPICE pentru verificarea rezultatelor obținute. În calculele manuale ale punctului static de funcționare se vor neglija valorile finite a lui  $\beta_F$ ,  $r_b$  și  $V_A$  iar în calculul câștigului se va neglija  $r_b$ .
- 6.16** În fig. 6.51 sunt prezentate două modalități de realizare ale circuitului activ, flotant, de deplasare de nivel (baterie activă) folosit în circuitul din fig. 6.39c. Să se proiecteze fiecare din aceste circuite astfel încât „bateria” să aibă o tensiune de 4 V și o rezistență de semnal mic sub 1 kΩ la un curent  $I = 100$  μA. Se vor utiliza următoarele valori:  $I_B = 100$  μA,  $V_{DD} = V_{CC} = V_{SS} = V_{EE} = 5$  V. Folosind SPICE se va trasa caracteristica I-V de semnal mare pentru  $V$  variind de la 0 la 5 V. Se vor utiliza următoarele valori:  $I_S = 10^{-16}$  A,  $\beta_F = 100$ ,  $V_A = \infty$ ,  $\mu_n C_{ox} = 40$  μA/V<sup>2</sup>,  $\gamma = 0$ ,  $\lambda = 0$  și  $V_t = 0,7$  V.



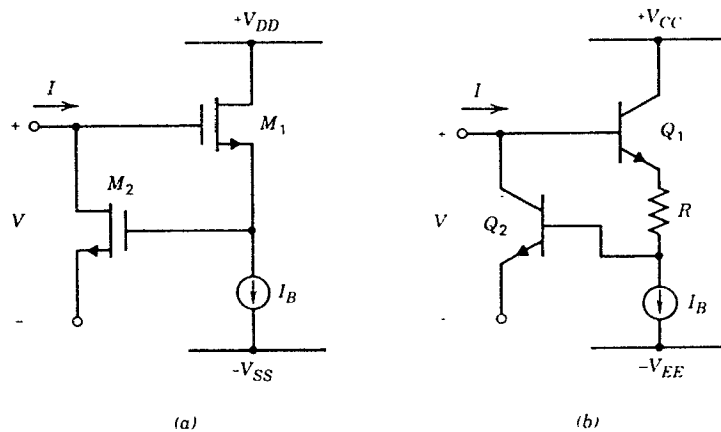


Fig. 6.51 Circuit activ, flotant, de deplasare de nivel.

Pentru simularea cu SPICE terminalul inferior al „bateriei” se va conecta la sursa de alimentare negativă.

- 6.17 Să se calculeze curenții din punctul static de funcționare și câștigul în tensiune la semnal mic, la joasă frecvență pentru amplificatorul operațional CMOS din fig. 6.52. Se va presupune că parametrii au valorile date în Tabelul 2.1 și că toate tranzistoarele au în punctul static de funcționare  $X_d = 1 \mu\text{m}$  și  $dX_d/dV_{DS} = 0,1 \mu\text{m/V}$ .

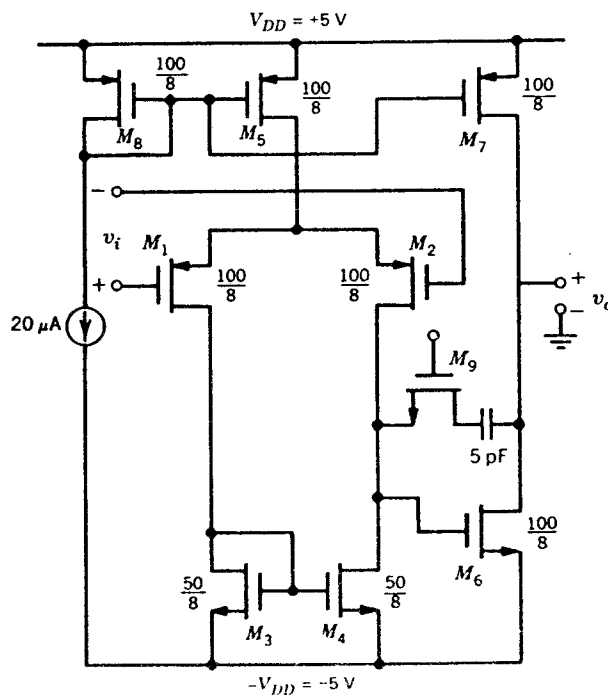


Fig. 6.52 Circuitul pentru Problema 6.17.

Se va calcula gama tensiunii de mod comun de la intrare presupunând că vanele tranzistoarelor  $M_1$  și  $M_2$  sunt legate la nodul corespunzător celor două surse conectate împreună. Rezultatele obținute se vor verifica prin simulare cu SPICE. Folosind SPICE se va determina sensibilitatea tensiunii  $v_o$  față de micile variații ale surselor  $V_{DD}$  și  $V_{SS}$ .

- 6.18 Să se proiecteze un amplificator operațional CMOS bazat pe arhitectura de cascadă îndoită din fig. 6.42 și alimentat la  $\pm 3$  V. Pentru polarizarea amplificatorului se va folosi circuitul de polarizare din fig. 4.43 (cu tranzistoarele  $M_1$  și  $M_2$  cascadate); aceasta necesită realizarea unor circuite pentru polarizarea grilelor tranzistoarelor  $M_{11}$ ,  $M_{10}$  și  $M_3$ . Ieșirea trebuie să poată livra un curent de  $\pm 100 \mu\text{A}$ , excursia de tensiune la ieșire trebuie să fie de  $\pm 1$  V, gama de mod comun la intrare de  $\pm 1,5$  V iar câștigul în tensiune de semnal mic mai mare de 75 dB pentru  $R_L = \infty$ . Din considerente de împerechere se impune o lungime minimă efectivă a canalului de  $10 \mu\text{m}$ . Se vor determina geometriile și curenții din punctul static de funcționare pentru toate tranzistoarele. Procesul este cu vană de tip  $n$  ( $n$ -well) având următorii parametri:  $\mu_n C_{ox} = 60 \mu\text{A/V}^2$ ,  $\mu_p C_{ox} = 26 \mu\text{A/V}^2$ ,  $V_{in} = 0,7$  V,  $V_{ip} = -0,7$  V,  $\lambda = 0,02 \text{ V}^{-1}$  și  $\gamma = 0,5 \text{ V}^{-1}$ . Proiectarea realizată se va verifica și îmbunătăți folosind SPICE.

## BIBLIOGRAFIE

1. G.E. Tobey, J.G. Graeme și L.P. Huelsman. *Operational Amplifiers*, McGraw-Hill, New York, 1971.
2. J.V. Wait, L.P. Huelsman și A.G. Korn. *Introduction to Operational Amplifier. Theory and Applications*, McGraw-Hill, New York, 1975.
3. D. Fullagar. "A New High-Performance Monolithic Op Amp," *Fairchild Semiconductor Applications Brief*, May 1968.
4. G. Erdi. "A Low-Drift, Low-Noise Monolithic Operational Amplifier for Low-Level Signal Processing," *Fairchild Semiconductor Applications Brief* 136, July 1969.
5. G. Erdi. "A Precision Trim Technique for Monolithic Analog Circuits," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-10, pp. 412—416, December 1975.
6. R.J. Widlar. "Design Techniques for Monolithic Operational Amplifiers," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-4, pp. 184—191, August 1969.
7. R.W. Russel și D.D. Culmer. "Ion-Implanted JFET-Bipolar Monolithic Analog Circuits," *Digest of Technical Papers*, 1974 International Solid-State Circuits Conference, Philadelphia, pp. 140—141, February 1974.
8. D.A. Hodges, P.R. Gray și R.W. Broderon. "Potential of MOS Technology for Analog Integrated Circuits," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-13, pp. 285—294, June 1978.
9. P.R. Gray și R.G. Meyer. "MOS Operational Amplifier Design — A Tutorial Overview," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-17, pp. 969—983, December 1982.
10. Y.P. Tsividis. "Design Consideration in Single-Channel MOS Analog Circuits," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-13, pp. 383—391, June 1978.
11. S. Levy, P. Hurst, P. Ju, J. Huggins și C. Cloe. "A Single-Chip 5-V 2400-b/s Modem," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-25, pp. 632—643, June 1990.

---

## RĂSPUNSUL ÎN FRECVENȚĂ AL CIRCUITELOR INTEGRATE

### 7.1 INTRODUCERE

Analiza comportării circuitelor integrate, realizată în capitolele precedente, a urmărit numai funcționarea lor la joasă frecvență, efectele date de capacitățile parazite și sarcina stocată în tranzistoare nefiind luate în considerație. Odată cu creșterea frecvenței semnalului care urmează a fi prelucrat, comportarea circuitului va fi determinată însă, în cele din urmă, de elementele sale capacitive.

În acest capitol se discută comportarea de semnal mic la înaltă frecvență a circuitelor integrate. Se tratează la început răspunsul în frecvență al amplificatoarelor cu un singur etaj, după care urmează o analiză a răspunsului în frecvență al amplificatoarelor cu mai multe etaje. În încheiere se discută răspunsul în frecvență al amplificatorului operațional 741 identificându-se acele părți ale circuitului care limitează răspunsul în frecvență. Deoarece topologia de bază a circuitelor echivalente de semnal mic este identică pentru tranzistoarele bipolare și pentru TEC, analiza răspunsului în frecvență este similară pentru ambele tipuri de tranzistoare.

### 7.2 RĂSPUNSUL ÎN FRECVENȚĂ AL AMPLIFICATORULUI CU UN SINGUR ETAJ

#### 7.2.1 Amplificatorul diferențial cu un singur etaj

Etajul diferențial a cărui schemă este prezentată în fig. 7.1 constituie un bloc constructiv fundamental pentru circuitele integrate analogice. Pentru un semnal de intrare diferențial mic,  $v_i$ , nodul emitoarelor,  $E$ , constituie o masă virtuală. Ca urmare putem forma semicircuitul de mod diferențial ( $MD$ ) din fig. 7.2a. Câștigul acestui semicircuit este egal cu câștigul diferențial al întregului circuit. Din schema din fig. 7.2a rezultă că analiza care urmează se aplică și în cazul unui etaj cu un singur tranzistor. Circuitul echivalent de semnal mic pentru semicircuitul de mod diferențial din fig. 7.2a este dat în fig. 7.2b, unde pentru compactitate s-a omis factorul  $1/2$  pentru tensiunea de la intrare și tensiunea de la ieșire.

Această omisiune nu afectează corectitudinea analizei. De asemenea, pentru simplitate, s-a omis și capacitatea colector-substrat a tranzistorului; efectul ei va fi discutat ulterior.

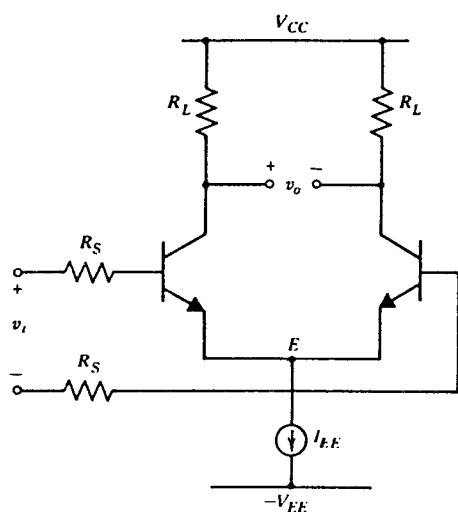


Fig. 7.1 Schema unui amplificator diferențial.

Înlocuind (7.3) în (7.1) rezultă

$$i_1 = (1 + g_m R_L) s C_\mu v_1,$$

deci

$$\frac{i_1}{v_1} = (1 + g_m R_L) s C_\mu. \quad (7.4)$$

Expresia (7.4) arată că impedanța văzută privind spre dreapta prin planul AA este o capacitate, cu valoarea

$$C_M = (1 + g_m R_L) C_\mu \quad (7.5)$$

denumită capacitate *Miller*. Expresia 7.5 se poate rescrie

$$C_M = (1 + A_v) C_\mu \quad (7.6)$$

unde  $A_v$  este valoarea câștigului în tensiune considerat de la baza internă la colector. În general deoarece  $A_v$  este mult supraunitar, și capacitatea Miller este mult mai mare decât  $C_\mu$ . Originea fizică a capacității Miller este dată de câștigul în tensiune al circuitului. O tensiune de intrare  $v_i$ , mică, dă naștere unei tensiuni de ieșire mari,  $v_o = -A_v v_i$ , cu polaritate opusă. Ca urmare tensiunea pe  $C_\mu$  este  $(1 + A_v) v_1$  și prin capacitate circulă, corespunzător, un curent  $i_1$  mare.

Putem forma acum un nou circuit echivalent care este utilizabil pentru a calcula *transmisiei directe* și a impedanței de intrare a circuitului analizat. Circuitul echivalent este prezentat în fig. 7.3; s-a folosit aproximația Miller. De observat că acest circuit echivalent *nu* este utilizabil pentru calculul transmisiei inverse la frecvență înaltă sau a impedanței de ieșire. Din acest circuit se poate vedea că impedanța de intrare pentru conexiunea cu emitorul comun atinge la frecvențe înalte chiar valoarea  $r_b$ .

O analiză aproximativă a circuitului din fig. 7.2b se poate realiza utilizând aproximația *Miller*. Fie impedanța de intrare care se vede privind la dreapta, prin planul AA, din fig. 7.2b. Pentru a determina această impedanță, se va calcula curentul  $i_1$ , produs de tensiunea  $v_1$ :

$$i_1 = (v_1 - v_o) s C_\mu. \quad (7.1)$$

Adunând curenții în colector se obține:

$$g_m v_1 + \frac{v_o}{R_L} + (v_o - v_1) s C_\mu = 0. \quad (7.2)$$

În (7.2) ultimul termen reprezintă curentul trimis spre ieșire prin  $C_\mu$ , fiind de obicei neglijabil față de primii doi termeni. Utilizând această neglijare se obține:

$$v_o \approx -g_m R_L v_1. \quad (7.3)$$

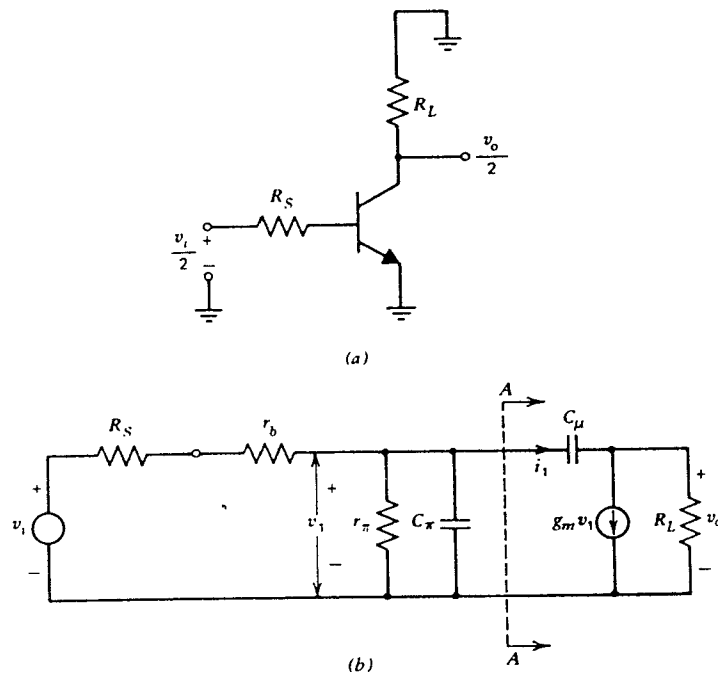


Fig. 7.2 (a) Semicircuitul de mod diferențial pentru amplificatorul din fig. 7.1 (b) Circuitul echivalent de semnal mic pentru (a).

În fig. 7.3 capacitatea Miller se adaugă direct la capacitatea  $C_\pi$  a tranzistorului, *degradând* răspunsul în frecvență al amplificatorului, fapt care se poate pune în evidență prin calculul câștigului amplificatorului:

$$v_1 = \frac{\frac{r_\pi}{1 + r_\pi s C_t}}{\frac{r_\pi}{1 + r_\pi s C_t} + R_S + r_b} v_i, \quad (7.7)$$

$$v_o = -g_m R_L v_1 \quad (7.8)$$

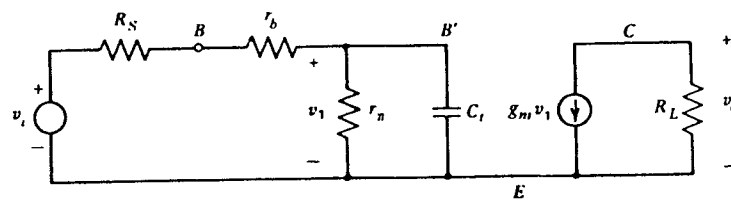


Fig. 7.3 Circuitul echivalent pentru circuitul din fig. 7.2b, obținut prin utilizarea aproximației Miller.

unde

$$C_i = C_\pi + C_M. \quad (7.9)$$

Înlocuind (7.7) în (7.8) se obține câștigul de mod diferențial:

$$A_d = \frac{v_o}{v_i} = -g_m R_L \frac{r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi} \frac{1}{1 + s C_i \frac{(R_S + r_b) r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi}} = \quad (7.10)$$

$$= \frac{K}{1 - \frac{s}{p_1}} \quad (7.11)$$

unde  $K$  este valoarea de la joasă frecvență a câștigului iar  $p_1$  este polul circuitului. Evident

$$K = -g_m R_L \frac{r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi}, \quad (7.11a)$$

$$p_1 = -\frac{R_S + r_b + r_\pi}{(R_S + r_b) r_\pi} \frac{1}{C_i}. \quad (7.11b)$$

Această analiză arată că circuitul are un răspuns caracterizat de un singur pol. Înlocuind în (7.11)  $s=j\omega$ , rezultă că pulsația la care valoarea câștigului scade la 3 dB față de valoarea de la joasă frecvență este dată de:

$$\begin{aligned} \omega_{-3 \text{ dB}} &= |p_1| \\ &= \frac{R_S + r_b + r_\pi}{(R_S + r_b) r_\pi} \frac{1}{C_i} \\ &= \frac{R_S + r_b + r_\pi}{(R_S + r_b) r_\pi} \frac{1}{C_\pi + (1 + g_m R_L) C_\mu} \end{aligned} \quad (7.12)$$

Cu cât capacitatea  $C_i$  devine mai mare, cu atât se micșorează și pulsația (frecvența) de  $-3$  dB a amplificatorului. Valoarea aproximativă a lui  $|p_1|$  poate fi estimată presupunând că  $R_S$  este mai mare decât  $r_\pi$  și că  $R_L$  este mic. În aceste condiții din (7.12) se obține:

$$|p_1| \approx \frac{1}{r_\pi C_\pi} = \frac{1}{\beta_0} \frac{g_m}{C_\pi} \approx \frac{\omega_T}{\beta_0}$$

Valori mai mari ale rezistenței  $R_L$  determină valori mai mici pentru  $|p_1|$  și invers. Valori mai mici ale rezistenței  $R_S$  determină valori mai mari pentru  $|p_1|$  și invers.

## ■ EXEMPLU

Să se calculeze frecvența de  $-3$  dB a unui etaj realizat cu un tranzistor în conexiunea cu emitorul comun, folosind aproximația Miller. Se dau:  $R_S=1$  k $\Omega$ ,  $r_b=200$   $\Omega$ ,  $I_C=1$  mA,  $\beta=100$ ,  $f_T=400$  MHz (la  $I_C=1$  mA),  $C_\mu=0,5$  pF,  $R_L=5$  k $\Omega$ .

Parametrii de semnal mic ai tranzistorului sunt:

$$r_{\pi} = \frac{\beta_0}{g_m} = 100 \times 26 \, \Omega = 2,6 \, \text{k}\Omega ,$$

$$\tau_T = \frac{1}{2\pi f_T} = 398 \, \text{ps} .$$

Din relația 1.129 (din *Capitolul 1*) se obține

$$C_{\pi} + C_{\mu} = g_m \tau_T = \frac{1}{26} 398 \, \text{pF} = 15,3 \, \text{pF} .$$

Deci

$$C_{\pi} = 14,8 \, \text{pF} .$$

Înlocuind valorile numerice în (7.5) se obține capacitatea Miller:

$$C_M = (1 + g_m R_L) C_{\mu} = (1 + \frac{5000}{26}) 0,5 \, \text{pF} = 96,7 \, \text{pF} .$$

Acest termen este mult mai mare decât  $C_{\pi}$  și, ca urmare, domină răspunsul în frecvență. Înlocuind în (7.12) rezultă

$$f_{-3 \, \text{dB}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1000 + 200 + 2600}{(1000 + 200) 2600} \frac{10^{12}}{14,8 + 96,7} \, \text{Hz} = 1,74 \, \text{MHz} .$$

Câștigul la joasă frecvență se calculează din (7.10) obținându-se

$$A_d|_{\omega=0} = -g_m R_L \frac{r_{\pi}}{R_S + r_b + r_{\pi}} = \frac{-5000}{26} \frac{2,6}{5 + 0,2 + 2,6} = -64,1 .$$

sau 36,1 dB. Dependența câștigului în funcție de frecvență, calculată utilizând (7.10) în care se înlocuiește  $s=j\omega$ , este dată în fig. 7.4, utilizând pe ambele axe o scară logaritmică. ■

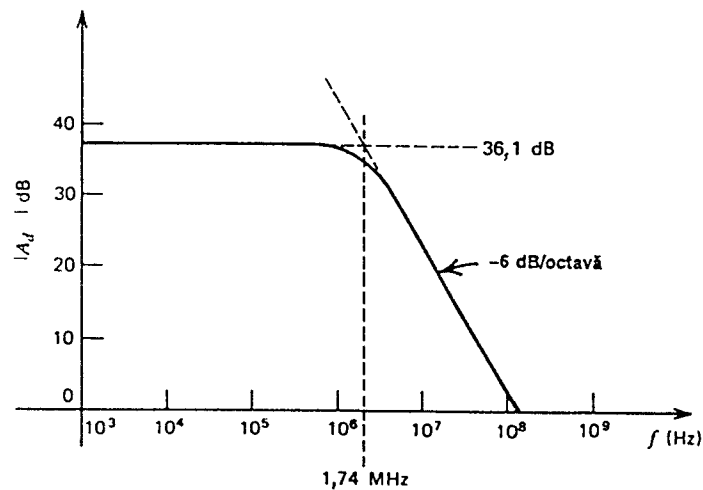


Fig. 7.4 Dependența modulului câștigului în funcție de frecvență pentru circuitul din fig. 7.3, în concordanță cu relația 7.10 (pentru parametrii tranzistorului s-au folosit valori tipice).

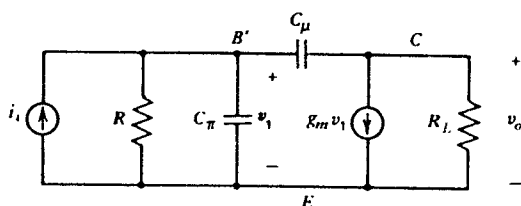


Fig. 7.5 Circuitul echivalent de semnal mic al circuitului din fig. 7.2a în cazul în care la intrare se utilizează pentru sursa de semnal echivalentul Norton.

Calculule precedente au ilustrat utilitatea aproximației Miller; este instructiv, însă, să ne întoarcem la circuitul echivalent din fig. 7.2b și să realizăm, pentru a putea face o comparație, și o analiză exactă. În acest scop este mai simplu să transformăm sursa de tensiune de la intrare în echivalentul ei Norton (vezi fig. 7.5). Evident

$$R = (R_s + r_b) \parallel r_\pi, \quad (7.13)$$

$$i_i = \frac{v_i}{R_s + r_b}. \quad (7.14)$$

Din conservarea curentului în nodul  $B'$  rezultă relația:

$$i_i = \frac{v_1}{R} + v_1 s C_\pi + (v_1 - v_o) s C_\mu. \quad (7.15)$$

La fel, conservarea curentului în nodul  $C$  conduce la relația:

$$g_m v_1 + \frac{v_o}{R_L} + (v_o - v_1) s C_\mu = 0. \quad (7.16)$$

Relația (7.16) se rescrie astfel:

$$v_1 (g_m - s C_\mu) = -v_o \left[ \frac{1}{R_L} + s C_\mu \right]$$

deci

$$v_1 = -v_o \frac{\frac{1}{R_L} + s C_\mu}{g_m - s C_\mu}. \quad (7.17)$$

Înlocuind (7.17) în (7.16) se obține relația

$$i_i = - \left[ \frac{1}{R} + s C_\pi + s C_\mu \right] \frac{\frac{1}{R_L} + s C_\mu}{g_m - s C_\mu} v_o - s C_\mu v_o$$

din care rezultă funcția de transfer

$$\frac{v_o}{i_i} = \frac{R R_L (g_m - s C_\mu)}{1 + s (C_\mu R_L + C_\mu R + C_\pi R + g_m R_L R C_\mu) + s^2 R_L R C_\mu C_\pi}. \quad (7.18)$$



Înlocuind  $i_i$  din (7.14) în (7.18) se găsește:

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_m R_L R}{R_S + r_b} \frac{1 - s \frac{C_\mu}{g_m}}{1 + s(C_\mu R_L + C_\mu R + C_\pi R + g_m R_L R C_\mu) + s^2 R_L R C_\mu C_\pi} \quad (7.19)$$

Pentru frecvențe joase prin înlocuirea lui  $R$  din (7.13) în (7.19) rezultă

$$\left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{\omega=0} = -g_m R_L \frac{r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi}, \quad (7.20)$$

rezultat identic cu acela oferit de relația 7.10.

Expresia 7.19 arată că funcția de transfer  $v_o/v_i$  are un zero pozitiv real,  $g_m/C_\mu$ , care se datorează transmisiei directe a semnalului spre ieșire prin  $C_\mu$ . Efectul acestui zero este neînsemnat, cu excepția domeniului frecvențelor foarte înalte, astfel că el va fi neglijat.

Numitorul expresiei 7.19 arată că funcția de transfer are doi poli; în mod obișnuit, în circuitele concrete din practică, acești doi poli sunt foarte depărtați (în frecvență). Notând polii cu  $p_1$  și  $p_2$  numitorul expresiei 7.19 se poate scrie

$$D(s) = \left(1 - \frac{s}{p_1}\right) \left(1 - \frac{s}{p_2}\right) \quad (7.21)$$

sau

$$D(s) = 1 - s \left[ \frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2} \right] + \frac{s^2}{p_1 p_2} \quad (7.22)$$

Vom presupune acum că polii sunt foarte depărtați, polul  $p_1$  fiind cel cu frecvența mai mică (polul dominant) iar polul  $p_2$  cel cu frecvența mai mare. În acest caz  $|p_2| \gg |p_1|$  și relația 7.22 devine:

$$D(s) \approx 1 - \frac{s}{p_1} + \frac{s^2}{p_1 p_2} \quad (7.23)$$

Prin identificarea coeficienților din (7.23) cu cei ai numitorului expresiei 7.19 se găsește

$$p_1 = -\frac{1}{R C_\pi + C_\mu (R_L + R + g_m R_L R)} = -\frac{1}{R} \frac{1}{C_\pi + C_\mu \left[ (1 + g_m R_L) + \frac{R_L}{R} \right]} \quad (7.24)$$

Înlocuind valoarea lui  $R$  din (7.13) în (7.24), expresia polului dominant devine

$$p_1 = -\frac{R_S + r_b + r_\pi}{(R_S + r_b) r_\pi} \frac{1}{C_\pi + C_\mu \left[ (1 + g_m R_L) + \frac{R_L}{R} \right]} \quad (7.25)$$

Valoarea lui  $|p_1|$  este aproape identică cu  $\omega_{-3dB}$  dată de relația 7.12 care s-a obținut prin folosirea aproximației Miller. Singura diferență, care este însă în mod obișnuit mică, este dată de ultimul termen de la numitorul relației 7.25.

Acest rezultat arată că realizarea calculelor utilizând aproximația Miller este echivalentă cu calcularea polului dominant al amplificatorului și neglijarea polilor de frecvențe mai ridicate. După cum se va arăta ulterior, se obține în acest fel, pentru marea majoritate a circuitelor, o bună estimare pentru  $\omega_{-3\text{ dB}}$ .

Să calculăm acum polul nedominant. Prin identificarea coeficientului lui  $s^2$  din (7.23) cu acela din (7.19) se obține

$$p_2 = \frac{1}{p_1} \frac{1}{R_L R C_\mu C_\pi} \quad (7.26)$$

Înlocuind în (7.26) expresia polului  $p_1$  din (7.24) rezultă:

$$p_2 = - \left[ \frac{1}{R_L C_\mu} + \frac{1}{R C_\pi} + \frac{1}{R_L C_\pi} + \frac{g_m}{C_\pi} \right] \quad (7.27)$$

Ultimul termen din expresia 7.27 este  $g_m/C_\pi = \omega_T$ , deci  $|p_2| > \omega_T$ . Ca urmare,  $|p_2|$  este plasat la frecvențe foarte înalte, inegalitatea  $|p_1| \ll |p_2|$  fiind valabilă aproape întotdeauna. În planul  $s$ , polii amplificatorului vor fi deci mult distanțați, după cum se arată și în fig. 7.6.

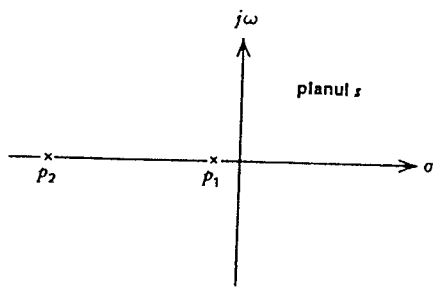


Fig. 7.6 Poziția tipică a polilor pentru circuitul din fig. 7.5.

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze frecvența polului nedominant utilizând datele din exemplul anterior. Din (7.27) rezultă

$$p_2 = - \left[ \frac{1}{R_L C_\mu} + \frac{1}{R C_\pi} + \frac{1}{R_L C_\pi} + \omega_T \right] \quad (7.28)$$

Evident

$$R = (R_S + r_b) \parallel r_\pi = 1200 \parallel 2600 \, \Omega = 821 \, \Omega$$

Înlocuind în (7.28) se găsește:

$$\begin{aligned} p_2 &= - \left[ \frac{10^{12}}{5000 \times 0,5} + \frac{10^{12}}{821 \times 14,8} + \frac{10^{12}}{5000 \times 14,8} + 2\pi \times 400 \times 10^6 \right] \text{ rad/s} \\ &= -(4 \times 10^8 + 0,8 \times 10^8 + 0,1 \times 10^8 + 25 \times 10^8) \text{ rad/s} = -30 \times 10^8 \text{ rad/s} = -476 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Această valoare este mult depărtată de frecvența de  $-3 \text{ dB}$  a amplificatorului. Acest pol va avea un efect semnificativ asupra funcției de transfer a amplificatorului numai la frecvențe apropiate de frecvența la care câștigul devine unitar (dacă am extinde curba din fig. 7.4, a doua frângere a caracteristicii ar avea loc la  $476 \text{ MHz}$ ). Deși aceste efecte sunt neglijabile în majoritatea cazurilor ele pot fi uneori totuși importante după cum se va vedea în discuția aspectelor legate de compensarea amplificatoarelor cu reacție din Capitolul 9. ■

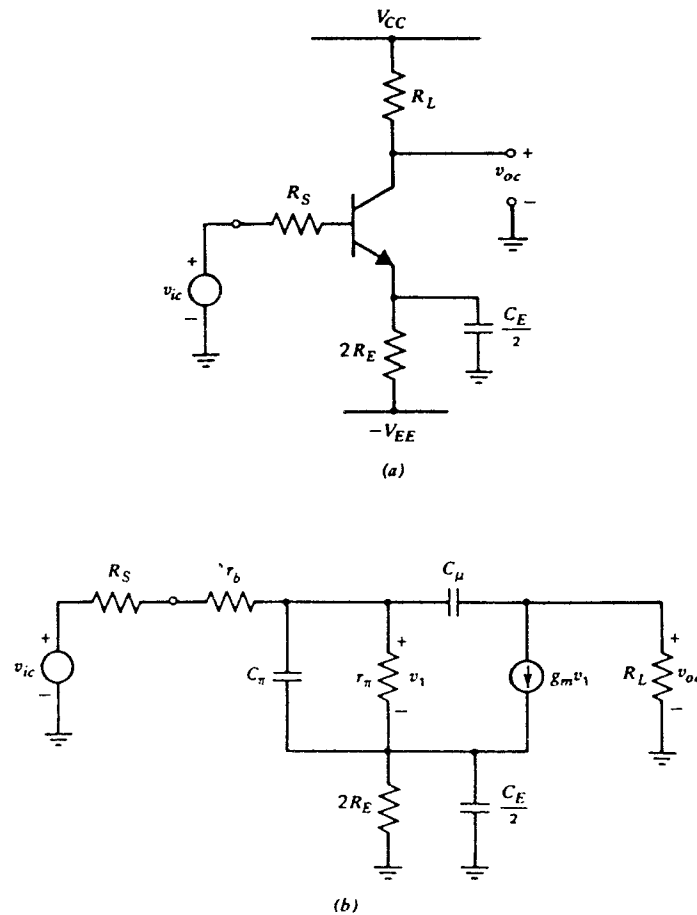


Fig. 7.7 (a) Semicircuitul de mod comun, pentru circuitul din fig. 7.1, care include și capacitatea parazită din emitor. (b) Circuitul echivalent de semnal mic pentru (a).

Importanța câștigului de mod comun (MC) al unui amplificator diferențial a fost discutată în *Capitolul 3*. În acest capitol s-a arătat că sunt de dorit valori mici ale câștigului de MC astfel încât circuitul să poată rejecta semnalele nedorite care se aplică identic ambelor intrări. Deoarece semnalele de MC pot avea și componente de înaltă frecvență este important de evaluat și răspunsul în frecvență al câștigului de MC. Răspunsul în frecvență al câștigului de MC al circuitului diferențial din fig. 7.1 se poate calcula folosind semicircuitul de MC prezentat în fig. 7.7. În fig. 7.7a,  $R_E$  și  $C_E$  sunt rezistența și capacitatea de ieșire echivalente ale sursei de curent  $I_{EE}$ . Deoarece în semicircuitul de MC valoarea impedențelor comune celor două tranzistoare se dublează,  $R_E$  și  $C_E$  devin  $2R_E$  și  $C_E/2$ .

Circuitul de semnal mic echivalent schemei din fig. 7.7a este prezentat în fig. 7.7b. Deși analiza completă a circuitului din fig. 7.7b este destul de complexă parametrii importanți ai răspunsului în frecvență se pot calcula făcând unele aproximații. Să considerăm constanta de timp  $R_E C_E$ . Rezistența  $R_E$  este rezistența de ieșire a sursei de curent fiind în mod obișnuit egală cu rezistența  $r_o$  a tranzistorului. La nivele mici ale curentului de polarizare ea poate să

fie de ordinul a 5 M $\Omega$ . Capacitorul  $C_E$  este dat de  $C_{cs}$  a tranzistorului sursă de curent, fiind de aproximativ 2 pF. Deci constanta de timp  $R_E C_E$  rezultă de ordinul de 10  $\mu$ s, frecvența de frângere corespunzătoare acestei valori a constantei de timp fiind  $1/2\pi R_E C_E = 16$  kHz. Sub această frecvență impedența din emitor este dominată de rezistența  $R_E$ , iar peste această frecvență de capacitatea  $C_E$ . Deci, pe măsură ce frecvența de lucru crește, variația cu frecvența a impedenței din emitor se va manifesta cu mult înainte ca să se simtă dependența de frecvență a restului circuitului. În consecință calculul răspunsului în frecvență se va face presupunând că dependența de frecvență este dată numai de impedența din emitor și că singura capacitate semnificativă este  $C_E$ . Deoarece impedența din emitor este atât de mare, pentru câștigul de mod comun se poate scrie

$$A_c = \frac{v_{oc}}{v_{ic}} \approx -\frac{R_L}{Z_E}, \quad (7.29)$$

unde  $Z_E$  este impedența dintre nodul emitoarelor și masă (vezi fig. 7.7b):

$$Z_E = \frac{2R_E}{1 + sC_E R_E}, \quad (7.30)$$

Înlocuind (7.30) în (7.29) se obține

$$A_c(s) = \frac{v_{oc}}{v_{ic}}(s) \approx -\frac{R_L}{2R_E} (1 + sC_E R_E) \quad (7.31)$$

care se scrie pentru domeniul frecvență:

$$A_c(j\omega) = \frac{v_{oc}}{v_{ic}}(j\omega) \approx -\frac{R_L}{2R_E} (1 + j\omega C_E R_E). \quad (7.32)$$

Din relația 7.31 se observă că expresia câștigului de mod comun conține un *zero*, care face ca pentru pulsații mai mari ca  $\omega = 1/R_E C_E$  valoarea câștigului de mod comun să crească cu 6 dB/octavă. Acest fapt constituie o situație nedorită deoarece câștigul de MC trebuie să fie, ideal, cât mai mic posibil. Creșterea câștigului de mod comun nu poate continua la nesfârșit, deoarece în cele din urmă devin importante și alte capacități din circuitul din fig. 7.7b. Ca urmare la frecvențe foarte înalte valoarea câștigului de MC scade, comportare indicată și pe schița dependenței de frecvență a câștigului de MC din fig. 7.8a.

Dependența de frecvență a câștigului de mod diferențial (MD),  $A_d$ , al circuitului din fig. 7.1 este indicată în fig. 7.8b, în concordanță cu relația 7.10. După cum s-a arătat anterior câștigul de MD,  $A_d$ , începe să scadă de la o frecvență  $f = 1/(2\pi RC_i)$ , unde  $R = (R_s + r_b) \parallel r_\pi$ .

Un parametru important al amplificatorului diferențial îl constituie raportul de rejecție a modului comun (CMRR) definit de

$$\text{CMRR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (7.33)$$

Dependența de frecvență a raportului de rejecție a modului comun este prezentată în fig. 7.8c, luând direct raportul câștigurilor de MD și MC. CMRR începe să scadă de la o frecvență  $1/2\pi R_E C_E$  care corespunde punctului în care  $A_c$  începe să crească. Rata de scădere a CMRR crește după ce începe să scadă și  $A_d$ .

Rezultă o concluzie importantă: capacitatea amplificatoarelor diferențiale de a rejecția semnalele de MC se diminuează pe măsură ce frecvența acestor semnale crește.

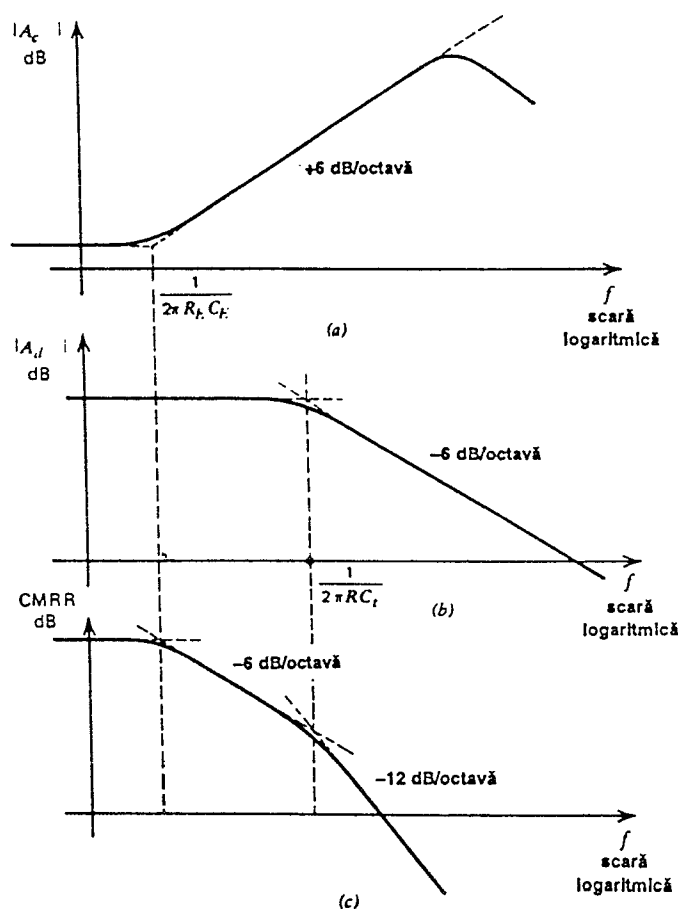


Fig. 7.8 Variația cu frecvența a parametrilor  $A_c$ ,  $A_d$  și CMRR pentru circuitul din fig. 7.1. (a) Câștigul de mod comun. (b) Câștigul de mod diferențial. (c) Raportul de rejecție a modului comun.

### 7.2.2 Răspunsul în frecvență al repetorului pe emitor

În proiectarea de circuite integrate repetorul pe emitor este mult utilizat ca etaj tampon, ca etaj de deplasare a nivelului și ca etaj de ieșire. Ca urmare răspunsul său în frecvență va fi de mare interes.

Să considerăm schema de curent alternativ a repetorului pe emitor din fig. 7.9a și circuitul echivalent de semnal mic din 7.9b. Se presupune că repetorul pe emitor este atacat de o sursă de tensiune  $v_i$ , cu o rezistență internă  $R_s$ . Rezistența bazei tranzistorului și rezistența generatorului sunt contopite într-o singură rezistență  $R_b = R_s + r_b$ .

Pentru simplitate, într-o primă etapă, se va neglija efectul dat de  $C_\mu$  (capacitatea  $C_\mu$  formează împreună cu rezistența  $R_b$  un circuit trece jos care determină o scădere a câștigului la frecvențe foarte înalte).

Neglijarea efectului dat de  $C_\mu$  este rezonabilă în condițiile în care rezistența generatorului și  $r_b$  sunt mici. Din fig. 7.9b rezultă:

$$v_i = i_i R_b + v_1 + v_o, \quad (7.34)$$

$$i_i = \frac{v_1}{z_\pi}, \quad (7.35)$$

$$z_\pi = \frac{r_\pi}{1 + s C_\pi r_\pi}, \quad (7.36)$$

$$i_i = g_m v_1 = \frac{v_o}{R_E}. \quad (7.37)$$

Înlocuind (7.35) și (7.36) în (7.37) se găsește

$$\frac{v_1}{r_\pi} (1 + s C_\pi r_\pi) + g_m v_1 = \frac{v_o}{R_E},$$

deci

$$v_1 = \frac{v_o}{R_E} \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi} (1 + s C_\pi r_\pi)}. \quad (7.38)$$

Înlocuind (7.38) și (7.35) în (7.34) se găsește

$$v_1 = \left[ \frac{R_b}{z_\pi} + 1 \right] \frac{v_o}{R_E} \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi} (1 + s C_\pi r_\pi)} + v_o$$

care se rescrie

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m R_E + \frac{R_E}{r_\pi}}{1 + g_m R_E + \frac{R_b + R_E}{r_\pi}} \frac{1 - \frac{s}{z_1}}{1 - \frac{s}{p_1}}, \quad (7.39)$$

unde

$$z_1 \approx -\frac{g_m}{C_\pi} = -\omega_T, \quad (7.40)$$

$$p_1 = -\frac{1}{C_\pi R_1}, \quad (7.41)$$

$$R_1 = r_\pi \parallel \frac{R_b + R_E}{1 + g_m R_E}. \quad (7.42)$$

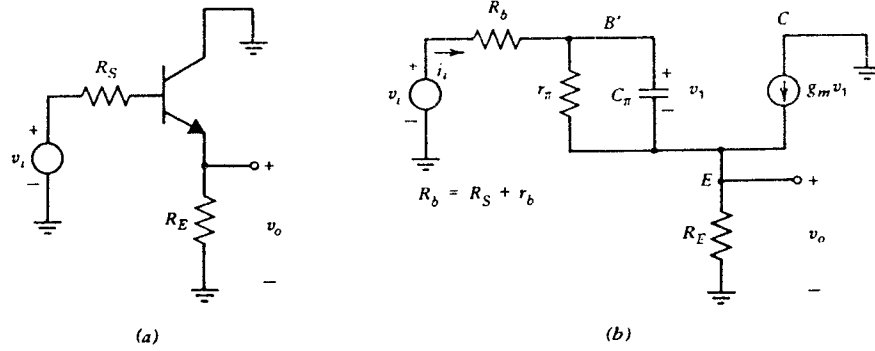


Fig. 7.9 Repetorul pe emitor. (a) Schema de curent alternativ. (b) Circuitul echivalent de semnal mic.

Expresia 7.39 arată că, așa cum era de altfel de așteptat, câștigul în tensiune la joasă frecvență este aproximativ unitar dacă  $g_m R_E \gg 1$ . Câștigul la înaltă frecvență este controlat de prezența unui pol  $p_1$  și a unui zero  $z_1$ . Pentru valorile tipice ale parametrilor zeroul se plasează la o frecvență ușor mai ridicată decât polul, ambele fiind însă aproximativ egale cu  $\omega_T$  a tranzistorului. În particular, dacă în (7.42)  $g_m R_E \gg 1$  și  $R_b \ll R_E$  atunci  $R_1 \approx 1/g_m$  și în (7.41)  $p_1 \approx -g_m/C_\pi \approx -\omega_T$ . Totuși dacă  $R_S$  este mare atunci  $R_b$  din (7.42) poate ajunge mare în comparație cu  $R_E$ , iar frecvența polului va fi semnificativ mai mică decât  $\omega_T$ .

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze funcția de transfer pentru un repetor pe emitor cu  $C_\pi = 10$  pF,  $C_\mu = 0$ ,  $R_E = 2$  k $\Omega$ ,  $R_S = 50$   $\Omega$ ,  $r_b = 150$   $\Omega$ ,  $\beta = 100$  și  $I_C = 1$  mA.

Din aceste date rezultă:  $g_m = 38$  mA/V,  $r_\pi = 2,6$  k $\Omega$  și  $R_b = R_S + r_b = 200$   $\Omega$ . Deoarece  $C_\mu = 0$ ,  $\omega_T$  a tranzistorului este

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_\pi} = \frac{1}{26} \frac{10^{12}}{10} = 3,85 \times 10^9 \text{ rad/s}$$

sau

$$f_T = 612 \text{ MHz}.$$

Din (7.40) se obține zeroul funcției de transfer:

$$z_1 = -3,85 \times 10^9 \text{ rad/s}.$$

Din (7.42) rezultă

$$R_1 = 2,6 \text{ k}\Omega \parallel \frac{200 + 2000}{1 + \frac{2000}{26}} \Omega \approx 28 \Omega,$$

frecvența polului fiind, în concordanță cu (7.41):

$$p_1 = -\frac{10^{12}}{10} \frac{1}{28} \text{ rad/s} = -3,57 \times 10^9 \text{ rad/s}.$$

Polul și zeroul sunt într-adevăr destul de apropiate, după cum se poate observa și din fig. 7.10a (planul  $s$ ). În concordanță cu expresia 7.39 valoarea câștigului circuitului la joasă frecvență este:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m R_E + \frac{R_E}{r_\pi}}{1 + g_m R_E + \frac{R_b + R_E}{r_\pi}} = \frac{\frac{2000}{26} + \frac{2000}{2600}}{1 + \frac{2000}{26} + \frac{2200}{2600}} = 0,986.$$

Înlocuind în expresia 7.39 mărimile calculate până acum se poate trasa grafic curba dependenței câștigului circuitului în funcție de frecvență, ca în fig. 7.10b. Curba este plată până la frecvențe apropiate de  $f_T$ , de aproximativ 600 MHz, unde are loc o scădere de 0,7 dB. La creșterea în continuare a frecvenței curba redevine plată, în conformitate cu ceea ce prezice analiza anterioară, deoarece la frecvențe înalte semnalul de intrare este trimis direct prin  $C_\pi$  spre  $R_E$ .

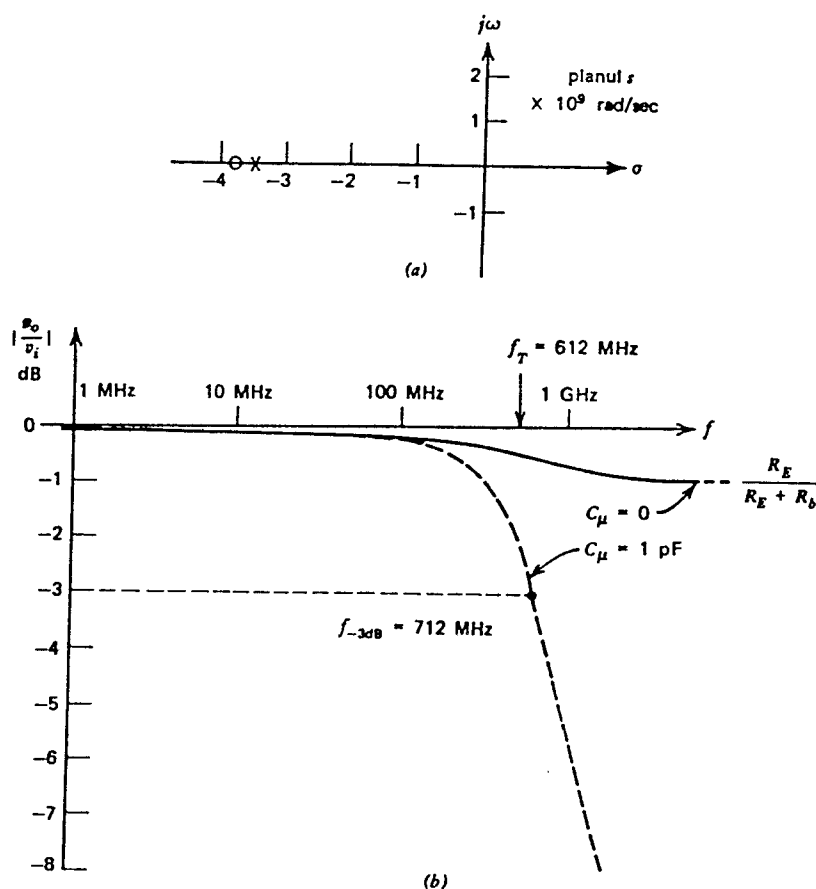


Fig. 7.10 (a) Poziția polului și a zeroului pentru un repetor pe emitor cu  $C_\pi = 10$  pF,  $C_\mu = 0$ ,  $R_E = 2$  k $\Omega$ ,  $R_S = 50$   $\Omega$ ,  $r_b = 150$   $\Omega$ ,  $\beta = 100$  și  $I_C = 1$  mA. (b) Dependența de frecvență a câștigului în tensiune pentru repetorul pe emitor din (a) pentru  $C_\mu = 0$  și  $C_\mu = 1$  pF.



Din examinarea fig. 7.9b se poate observa că valoarea asimptotică a câștigului la înaltă frecvență este  $R_E/(R_E + R_b)$  deoarece  $C_x$  devine un scurtcircuit. Acest fapt forțează  $v_i = 0$  și ca urmare și generatorul controlat  $g_m v_i$  va avea o valoare nulă. Un răspuns în frecvență mult mai apropiat de realitate (linia punctată în fig. 7.10b) se obține dacă în circuitul echivalent se include și o capacitate  $C_\mu = 1$  pF. Deoarece colectorul este la masă,  $C_\mu$  este conectat de la  $B'$  la masă, semnalele de înaltă frecvență fiind atenuate prin divizarea tensiunii între  $R_b$  și  $C_\mu$ . Ca urmare circuitul va avea frecvența de  $-3$  dB la 712 MHz datorită acțiunii de tip trece jos a lui  $R_b$  și  $C_\mu$ . Oricum, banda repetorului pe emitor este mare; în practică sunt posibil de obținut valori ale benzii de ordinul frecvenței  $f_T$  a tranzistorului. ■

Discuția anterioară a arătat că repetorul pe emitor este un circuit cu bandă mare. Una din utilizările de bază ale unui repetor pe emitor este aceea de circuit tampon datorită valorii mari a impedanței de intrare și valorii mici a impedanței de ieșire. Rezultă că modul în care depind aceste impedanțe de frecvență va fi important; ca urmare în continuare se va examina dependența de frecvență a impedanțelor de intrare și de ieșire.

În *Capitolul 3* impedanțele văzute la terminalele repetorului pe emitor au fost calculate utilizându-se un circuit asemănător cu acela din fig. 7.9b cu excepția faptului că nu s-a inclus capacitatea  $C_x$ . Rezultatele obținute în *Capitolul 3* se pot utiliza și în analiza de față dacă se înlocuiește  $r_\pi$  prin  $z_\pi$ , care reprezintă combinația paralel a lui  $r_\pi$  și  $C_x$ . În calculele de joasă frecvență  $\beta_0$  a fost utilizat ca un simbol pentru  $g_m r_\pi$ ; acum va fi înlocuit cu  $g_m z_\pi$ . Făcând aceste substituții în (3.22) și (3.29) și incluzând  $r_b$  se obține pentru repetorul pe emitor la înaltă frecvență:

$$z_i = r_b + z_\pi + (g_m z_\pi + 1)R_E, \quad (7.43)$$

$$z_o = \frac{z_\pi + R_E + r_b}{1 + g_m z_\pi} \quad (7.44)$$

unde

$$z_\pi = \frac{r_\pi}{1 + s C_x r_\pi}. \quad (7.45)$$

Să considerăm mai întâi impedanța de intrare. Înlocuind (7.45) în (7.43) se obține

$$\begin{aligned} z_i &= r_b + \frac{r_\pi}{1 + s C_x r_\pi} + \left[ \frac{g_m r_\pi}{1 + s C_x r_\pi} + 1 \right] R_E = r_b + \frac{(1 + g_m R_E) r_\pi}{1 + s C_x r_\pi} + R_E \\ &= r_b + \frac{(1 + g_m R_E) r_\pi}{1 + \frac{s C_x}{1 + g_m R_E} (1 + g_m R_E) r_\pi} + R_E = r_b + \frac{R}{1 + s C R} + R_E \end{aligned} \quad (7.46)$$

unde s-a notat

$$R = (1 + g_m R_E) r_\pi, \quad (7.46a)$$

$$C = \frac{C_x}{1 + g_m R_E}. \quad (7.46b)$$

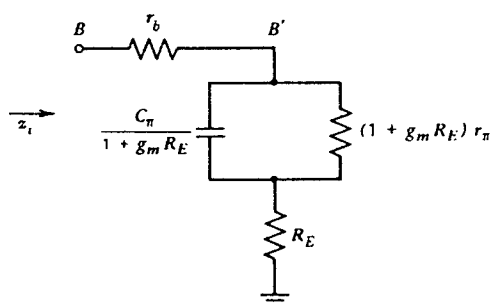


Fig. 7.11 Circuitul echivalent pentru impedența de intrare a unui repetor pe emitor, pentru care se consideră  $C_\mu = 0$ .

Impedența de ieșire la înaltă frecvență a repetorului pe emitor se poate calcula înlocuind expresia 7.45 în relația 7.43. Înainte de a face acest calcul este instructiv să examinăm expresia 7.45 pentru a determina valorile limită ale mărimii  $|z_o|$  la joasă și înaltă frecvență. Deoarece la joasă frecvență  $z_\pi = r_\pi$  rezultă

$$z_o|_{\omega=0} \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R_s + r_b}{\beta_0} \quad (7.47)$$

La înaltă frecvență  $z_\pi \rightarrow 0$  deoarece  $C_\pi$  devine un scurtcircuit; ca urmare

$$z_o|_{\omega=\infty} = R_s + r_b \quad (7.48)$$

Deci la frecvențe foarte joase și foarte înalte  $z_o$  este rezistivă, comportarea sa între aceste limite depinzând de valorile particulare ale parametrilor. Pentru valori foarte mici ale curentului de colector  $1/g_m$  este mare; dacă  $1/g_m > (R_s + r_b)$  compararea expresiilor 7.47 și 7.48 arată că  $|z_o|$  scade odată cu creșterea frecvenței, iar impedența de ieșire este capacitivă. În mod obișnuit, pentru curenți de colector mai mari decât câteva sute de  $\mu A$ ,  $1/g_m < (R_s + r_b)$  și  $|z_o|$  va crește odată cu creșterea frecvenței. Această reprezintă o comportare *inductivă* care poate avea o influență majoră asupra comportării circuitului, în particular atunci când lucrează pe sarcini capacitive. Dacă  $1/g_m = (R_s + r_b)$  impedența de ieșire este rezistivă și independentă de frecvență într-o bandă largă.

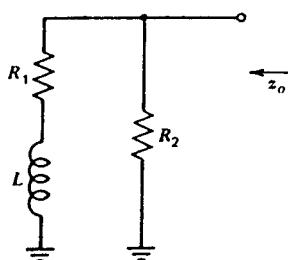


Fig. 7.12 Circuitul echivalent pentru impedența de ieșire a unui repetor pe emitor pentru valori moderate ale curentului de colector din punctul static de funcționare.

Presupunând că valoarea curentului de colector din punctul static de funcționare este astfel încât impedența de ieșire este inductivă, circuitul echivalent pentru  $z_o$  va avea forma din fig. 7.12. La frecvențe joase inductorul este un scurtcircuit și

$$z_o|_{\omega=0} = R_1 \parallel R_2 \quad (7.49)$$

La frecvențe înalte inductorul este o întrerupere și

$$z_o|_{\omega=\infty} = R_2 \quad (7.50)$$

Dacă vom presupune că  $z_o|_{\omega=0} \ll z_o|_{\omega=\infty}$  atunci  $R_1 \ll R_2$  și expresia 7.49 se simplifică:

$$z_o|_{\omega=0} \approx R_1 \quad (7.51)$$

Impedanța circuitului din fig. 7.12 se poate exprima ca

$$z = \frac{(R_1 + sL)R_2}{R_1 + R_2 + sL} \approx \frac{(R_1 + sL)R_2}{R_2 + sL}, \quad (7.52)$$

presupunând că  $R_1 \ll R_2$ .

Valoarea reală a impedanței de ieșire a repetorului pe emitor se calculează înlocuind (7.45) în (7.44) și ținând cont că

$$R_b = r_b + R_s \quad (7.53)$$

se obține:

$$\begin{aligned} z_o &= \frac{\frac{r}{1 + sC_\pi r_\pi} + R_b}{1 + \frac{g_m r_\pi}{1 + sC_\pi r_\pi}} = \frac{r_\pi + R_b + sC_\pi r_\pi R_b}{\beta_0 + 1 + sC_\pi r_\pi} \\ &\approx \frac{\left[ \frac{1}{g_m} + \frac{R_b}{\beta_0} + sC_\pi r_\pi \frac{R_b}{\beta_0} \right] R_b}{R_b + sC_\pi r_\pi \frac{R_b}{\beta_0}} \end{aligned} \quad (7.54)$$

expresii în care s-a presupus inegalitatea  $\beta_0 \gg 1$ .

Compararea relațiilor 7.54 și 7.52 arată că în condițiile presupunerilor făcute în această analiză impedanța de ieșire a repetorului pe emitor poate fi reprezentată prin circuitul din fig. 7.12 în care

$$R_1 = \frac{1}{g_m} + \frac{R_b}{\beta_0}, \quad (7.55)$$

$$R_2 = R_b, \quad (7.56)$$

$$L = C_\pi r_\pi \frac{R_b}{\beta_0}. \quad (7.57)$$

De observat că în aceste calcule s-au neglijat efectele date de  $C_\mu$  ceea ce constituie o aproximație rezonabilă pentru valori mici spre moderate ale rezistenței  $R_b$ .

Calcularele precedente au arătat că impedanțele de intrare și ieșire ale repetorului pe emitor sunt dependente de frecvență. Deci chiar dacă banda corespunzătoare funcției de transfer a circuitului poate fi mare, variația cu frecvența a impedanțelor văzute la terminalele de intrare și ieșire poate impune restricții asupra benzii utilizabile a circuitului.

Pentru repetorul pe sursă se obțin rezultate similare celor obținute anterior pentru repetorul pe emitor deoarece circuitul echivalent de semnal mic al TEC este foarte asemănător cu acela al tranzistorului bipolar (cu excepția prezenței generatorului  $g_{mb}$ ). La frecvențe înalte principala diferență este dată de faptul că la TEC nu există o rezistență serie de grilă (cum este rezistența  $r_b$  la tranzistorul bipolar) și de faptul că valoarea lui  $g_m$  este uzual mult mai mică decât cea de la tranzistorul bipolar. Ca urmare situația în care  $1/g_m < R_s$ , pentru care rezistența de ieșire este inductivă, este mai puțin întâlnită.

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze elementele circuitelor echivalente pentru impedanțele de intrare și ieșire ale repetorului pe emitor din exemplul anterior.

În circuitul din fig. 7.11 capacitatea de intrare este

$$\frac{C_{\pi}}{1 + g_m R_E} = \frac{10}{1 + \frac{2000}{26}} \text{ pF} = 0,13 \text{ pF} .$$

Rezistența care apare în paralel cu această capacitate este

$$(1 + g_m R_E) r_{\pi} = \left[ 1 + \frac{2000}{26} \right] 2,6 \text{ k}\Omega = 202 \text{ k}\Omega .$$

În plus  $r_b = 150 \text{ }\Omega$  și  $R_E = 2 \text{ }\Omega$ . Elementele circuitului echivalent de ieșire din fig. 7.12 se calculează din (7.55), (7.56) și (7.57):

$$R_1 = \left[ 26 + \frac{200}{100} \right] \Omega = 28 \Omega ,$$

$$R_2 = 200 \Omega ,$$

$$L = 10^{-11} \times 2600 \times \frac{200}{100} \text{ H} = 52 \text{ nH} .$$

De observat că în acest caz este valabilă presupunerea  $R_1 \ll R_2$ .

### 7.2.3 Răspunsul în frecvență al amplificatorului cu baza comună

În fig. 7.13a este prezentată schema de curent alternativ a unui etaj de amplificare cu bază comună (BC). Etajul cu baza comună are o impedanță de intrare mică, o impedanță de ieșire mare, un câștig în curent aproximativ unitar și o bandă largă. Rezultă că etajele cu baza comună își vor găsi o utilizare în aplicațiile care cer o bandă largă și în aplicațiile care cer o impedanță mică de intrare. În conformitate cu cele arătate în *Capitolul 1* tensiunea de străpungere a tranzistorului are valoarea maximă în conexiunea cu baza comună.

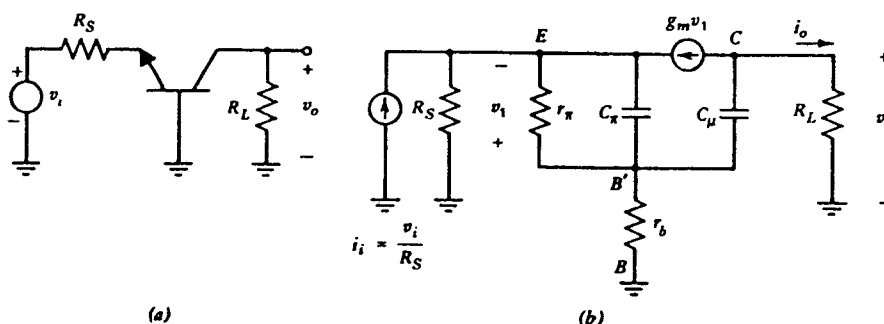


Fig. 7.13 Etajul cu baza comună. (a) Schema de curent alternativ. (b) Circuitul echivalent de semnal mic.

Combinarea dintre tensiunea mare de lucru și banda largă face ca etajele cu baza comună să fie utilizate adeseori ca etaje de ieșire de înaltă tensiune, de bandă largă, pentru comanda plăcilor de deviație ale osciloscopelor. Etajele cu baza comună se pot utiliza și pentru deplasarea nivelului de curent continuu ca, de exemplu, în amplificatorul 7.41.

Comparând circuitul din fig. 7.13a cu circuitul din fig. 7.9a se observă că impedanța de intrare a unui etaj cu baza comună este aceeași cu impedanța de ieșire a unui repetor pe emitor la care  $R_S=0$ . Deci impedanța de intrare a etajului cu baza comună este mică la frecvențe joase, iar la frecvențe înalte — pentru curenți de colector din punctul static de funcționare de câteva sute de  $\mu A$ , sau mai mult — devine inductivă din cauza prezenței rezistenței  $r_b$ . După cum s-a arătat în *Capitolul 3*, rezistența de ieșire a etajului cu baza comună la frecvențe joase este aproximativ  $\beta_o r_o$ , fiind extrem de mare. La frecvențe mari valoarea impedanței de ieșire este dominată de  $C_\mu$  (și  $C_{cs}$  pentru tranzistoarele *nnp*) fiind capacitivă.

Circuitul echivalent de semnal mic al etajului BC este prezentat în fig. 7.13b în care capacitatea  $C_{cs}$  a fost omisă ( $C_{cs}$  va fi inclusă pentru tranzistoarele *nnp*, efectul ei fiind simplu de luat în considerație deoarece de fapt șuntează rezistența de sarcină). Reprezentând generatorul de tensiune de la intrare prin echivalentul său Norton se observă că în general rezistorul  $R_S$  se poate neglija deoarece impedanța de intrare a etajului BC — care apare în paralel cu  $R_S$  — este de obicei mult mai mică. În analiza de față se va face această neglijare. Altă aproximație (posibilă dacă  $r_b$  nu este prea mare) este aceea de a considera că  $C_\mu$  apare chiar în paralel pe  $R_L$ . În analiza de față  $C_\mu$  va fi neglijat, iar ca semnal de ieșire va fi considerat curentul de la ieșire,  $i_o$ . Tensiunea de la ieșire se obține considerând că curentul  $i_o$  se închide prin combinația paralel  $R_L$ ,  $C_\mu$  și  $C_{cs}$ . De observat că în acest circuit nu există o capacitate de reacție de la colector la emitor care să determine un efect Miller, așa cum se întâmplă cu capacitatea  $C_\mu$  în etajul cu emitorul comun. Ca urmare, răspunsul de frecvență al etajului cu baza comună — în comparație cu cel al etajului cu emitorul comun — va fi mult mai puțin afectat de valorile mari ale rezistorului  $R_L$ .

Prin egalarea cu zero a sumei curenților în nodul  $E$  (vezi fig. 7.13b) se obține:

$$i_i + \frac{v_1}{z_\pi} + g_m v_1 = 0, \quad (7.58)$$

unde

$$z_\pi = \frac{r_\pi}{1 + s C_\pi r_\pi}. \quad (7.59)$$

Din (7.58) și (7.59) rezultă

$$i_i = -v_1 \left[ g_m + \frac{1}{r_\pi} + s C_\pi \right]. \quad (7.60)$$

Deoarece

$$i_o = -g_m v_1 \quad (7.61)$$

prin înlocuirea în (7.61) a relației 7.60 se găsește

$$\frac{i_o}{i_i} \approx \frac{\alpha_0}{1 + \frac{s C_\pi}{g_m}} \quad (7.62)$$

unde

$$\alpha_0 = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0} \quad (7.63)$$

Acest rezultat arată că pentru etajul BC câștigul în curent are la joasă frecvență o valoare  $\alpha_0 \approx 1$  și un pol  $p_1 = -g_m/C_\pi \approx \omega_T$ .

Etajul BC este deci un amplificator de curent cu câștig unitar, cu o impedanță de intrare mică și cu o impedanță de ieșire mare. Din polaritățile tensiunilor  $v_i$  și  $v_o$  din fig. 7.13 se poate vedea că la joasă frecvență între  $v_i$  și  $v_o$  există o diferență de fază nulă (în cazul etajului cu emitorul comun, vezi fig. 7.2, diferența de fază la joasă frecvență între  $v_i$  și  $v_o$  este de  $180^\circ$ ).

### 7.3 RĂSPUNSUL ÎN FRECVENȚĂ AL AMPLIFICATOARELOR CU MAI MULTE ETAJE

Analiza precedentă a comportării în frecvență a amplificatoarelor cu un singur etaj a pus în evidență complicațiile care pot apărea chiar în cazul circuitelor simple. Analiza completă a răspunsului în frecvență al amplificatoarelor cu mai multe etaje, care conțin multe elemente capacitive devine repede foarte dificilă, iar soluțiile atât de complicate încât sunt de puțin folos. Din acest motiv s-au dezvoltat metode de analiză aproximativă care sunt utilizate în etapa de proiectare a circuitului; soluția finală se verifică prin simulare pe calculator. O astfel de metodă de analiză este metoda *constantelor de timp în gol*\* pe care o vom descrie în continuare, după ce vom prezenta câteva rezultate relative la polii dominanți.

#### 7.3.1 Aproximația polului dominant

Pentru orice circuit electronic putem găsi printr-o analiză de semnal mic o funcție de transfer  $A(s)$

$$A(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \dots + a_m s^m}{1 + b_1 s + b_2 s^2 + \dots + b_n s^n} \quad (7.64)$$

unde  $a_0, a_1, \dots, a_n$  și  $b_1, b_2, \dots, b_n$  sunt constante. De foarte multe ori funcția de transfer are numai poli (sau zerourile nu sunt importante). În acest caz, scriind numitorul expresiei 7.64 ca un produs de factori, se obține

$$A(s) = \frac{K}{\left(1 - \frac{s}{p_1}\right) \left(1 - \frac{s}{p_2}\right) \dots \left(1 - \frac{s}{p_n}\right)} \quad (7.65)$$

unde  $K$  este o constantă iar  $p_1, p_2, \dots, p_n$  sunt polii funcției de transfer.

---

\* *zero-value time constants* în literatura de limbă engleză (n.t.).

Din (7.65) este evident că

$$b_1 = \sum_{i=1}^n \left( -\frac{1}{p_i} \right). \quad (7.66)$$

Un caz practic important este acela în care unul din poli este dominant. Aceasta înseamnă că

$$|p_1| \ll |p_2|, |p_3|, \dots$$

astfel că

$$\left| \frac{1}{p_1} \right| \gg \left| \sum_{i=2}^n \left( -\frac{1}{p_i} \right) \right|.$$

Reprezentarea acestei situații în planul  $s$  este dată în fig. 7.14. În acest caz din relația 7.66 rezultă că

$$b_1 \approx \left| \frac{1}{p_1} \right|. \quad (7.67)$$

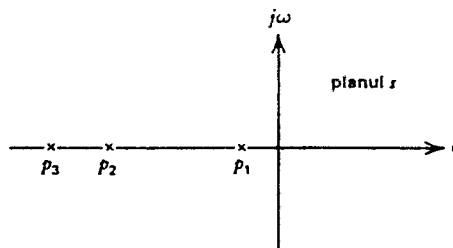


Fig. 7.14 Poziția polilor pentru un circuit cu un pol dominant.

Reîntorcându-ne la (7.65) putem exprima modulul câștigului în funcție de frecvență:

$$|A(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{p_1}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega}{p_2}\right)^2\right] \dots \left[1 + \left(\frac{\omega}{p_n}\right)^2\right]}} \quad (7.68)$$

Dacă există un pol dominant (7.68) se poate aproxima prin

$$|A(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{p_1}\right)^2}}. \quad (7.69)$$

Această aproximație este bună cel puțin până la  $\omega = |p_1|$ . Ca urmare (7.69) va prezice în mod corect valoarea frecvenței de  $-3$  dB:

$$\omega_{-3 \text{ dB}} \approx |p_1| \quad (7.70)$$

Înlocuind (7.67) în (7.70) se obține, pentru situația în care există un pol dominant:

$$\omega_{-3 \text{ dB}} \approx \frac{1}{b_1}. \quad (7.71)$$

### 7.3.2 Analiza prin metoda constantelor de timp în gol

Această metodă aproximativă de analiză permite estimarea frecvenței polului dominant (și deci a frecvenței de  $-3$  dB) pentru cazul circuitelor complicate. Prin aplicarea metodei constantelor de timp în gol se obține o economie considerabilă în ceea ce privește efortul de

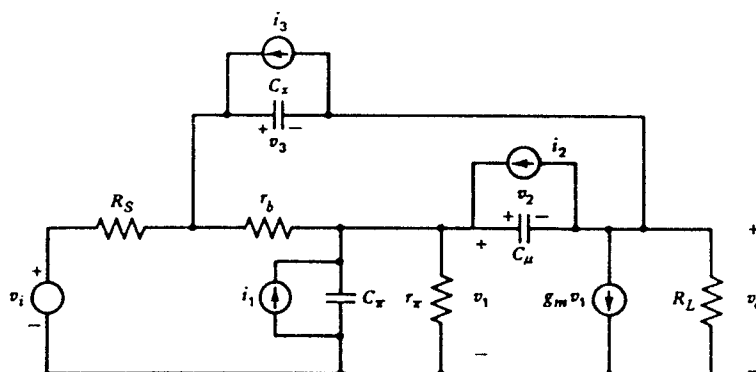


Fig. 7.15 Circuitul echivalent de semnal mic al unui etaj cu emitorul comun, cu capacitățile de reacție interne  $C_\mu$  și  $C_x$ .

calcul deoarece nu mai este necesară analiza integrală a circuitului. Metoda se va descrie prin considerarea unui exemplu concret.

Fie circuitul echivalent din fig. 7.15. Acest circuit corespunde unui amplificator cu un singur etaj cu rezistența de generator și sarcina rezistive. Capacitatea de reacție este împărțită în două părți  $C_x$  și  $C_\mu$ . Această împărțire corespunde unei aproximații ceva mai bune a situației reale, în comparație cu aceea pe care o oferă un singur capacitor colector-bază, pe care am utilizat-o până acum; ea este însă rar utilizată în analiza manuală din cauza complexității calculelor.

În analiza de față se vor alege ca variabile, tensiunile  $v_1, v_2, v_3$  de pe capacități. Tensiunea externă de la intrare  $v_i$  se îndepărtează, și se presupune că circuitul este excitat cu trei surse de curent independente  $i_1, i_2, i_3$  plasate în paralel pe capacități (vezi fig. 7.15). Se poate arăta că pentru această alegere a variabilelor ecuațiile circuitului sunt de forma

$$i_1 = (g_{11} + sC_x)v_1 + g_{12}v_2 + g_{13}v_3, \quad (7.72)$$

$$i_2 = g_{21}v_1 + (g_{22} + sC_\mu)v_2 + g_{23}v_3, \quad (7.73)$$

$$i_3 = g_{31}v_1 + g_{32}v_2 + (g_{33} + sC_x)v_3 \quad (7.74)$$

în care termenii  $g$  sunt conductanțe. De observat că termenii care conțin pe  $s$  sunt dați de capacități, fiind asociați numai cu variabila dată de tensiunea respectivă de pe capacitor. Ca urmare ei vor apărea numai pe diagonala determinantului sistemului.

Polii funcției de transfer a circuitului sunt zerourile determinantului  $\Delta$  al sistemului de ecuații care descrie circuitul. Acest determinant se poate scrie sub forma

$$\Delta(s) = K_3s^3 + K_2s^2 + K_1s + K_0 \quad (7.75)$$

coeficienții  $K$  fiind compuși din coeficienții necunoscuților din ecuațiile sistemului. De exemplu,  $K_3$  este dat de suma coeficienților tuturor termenilor din dezvoltarea determinantului care conțin pe  $s^3$ . Expresia 7.75 se poate rescrie

$$\Delta(s) = K_0(1 + b_1s + b_2s^2 + b_3s^3) \quad (7.76)$$

formă care corespunde lui (7.64).



De observat că acest determinant este de ordinul trei deoarece în circuit sunt trei capacitatoare. Termenul  $K_0$  din (7.75) este dat de valoarea  $\Delta(s)$  în cazul în care toate capacitatoarele sunt zero ( $C_x = C_\mu = C_\pi = 0$ ), fapt care se poate vedea din (7.72), (7.73) și (7.74). Deci

$$K_0 = \Delta|_{C_x = C_\mu = C_\pi = 0}.$$

Vom face notația:

$$K_0 \triangleq \Delta_0 \quad (7.77)$$

Să considerăm acum termenul  $K_1 s$  din (7.75). Acesta este dat de suma tuturor termenilor din dezvoltarea determinantului care conțin pe  $s$ . Dar din (7.72), (7.73), (7.74) este evident că  $s$  apare numai atunci când este asociat cu o capacitate. Deci termenul  $K_1 s$  se poate scrie

$$K_1 s = h_1 s C_\pi + h_2 s C_\mu + h_3 s C_x \quad (7.78)$$

unde mărimile  $h$  sunt niște constante. Termenul  $h_1$  se poate evalua dezvoltând determinantul sistemului (7.72), (7.73), (7.74) după prima linie

$$\Delta(s) = (g_{11} + s C_\pi) \Delta_{11} + g_{12} \Delta_{12} + g_{13} \Delta_{13} \quad (7.79)$$

unde  $\Delta_{11}, \Delta_{12}$  și  $\Delta_{13}$  sunt minorii corespunzători. Din (7.72), (7.73) și (7.74) rezultă că capacitatea  $C_\pi$  apare numai în primul termen din (7.79). Deci coeficientul lui  $C_\pi s$  în (7.79) se va putea găsi calculând pe  $\Delta_{11}$  în condițiile în care  $C_\mu = C_x = 0$ , eliminându-se astfel în  $\Delta_{11}$  ceilalți termeni capacitivi. Dar acest coeficient al lui  $C_\pi s$  este chiar  $h_1$  din (7.78), astfel că

$$h_1 = \Delta_{11}|_{C_\mu = C_x = 0}. \quad (7.80)$$

Să considerăm acum dezvoltarea determinantului după linia a doua. Se obține:

$$\Delta(s) = g_{21} \Delta_{21} + (g_{22} + s C_\mu) \Delta_{22} + g_{23} \Delta_{23}. \quad (7.81)$$

În acest caz  $C_\mu$  apare numai în al doilea termen din (7.81). Deci coeficientul lui  $C_\mu s$  din această expresie se va găsi prin evaluarea lui  $\Delta_{22}$  cu  $C_\pi = C_x = 0$ , ceea ce elimină ceilalți termeni capacitivi. Acest coeficient al lui  $C_\mu s$  este chiar  $h_2$  din (7.78) astfel că

$$h_2 = \Delta_{22}|_{C_\pi = C_x = 0}. \quad (7.82)$$

În mod similar se obține, prin dezvoltarea după linia a treia

$$h_3 = \Delta_{33}|_{C_\pi = C_\mu = 0}. \quad (7.83)$$

Combinând (7.78) cu (7.80), (7.82) și (7.83) rezultă

$$K_1 = (\Delta_{11}|_{C_\mu = C_x = 0} \times C_\pi) + (\Delta_{22}|_{C_\pi = C_x = 0} \times C_\mu) + (\Delta_{33}|_{C_\pi = C_\mu = 0} \times C_x) \quad (7.84)$$

și

$$b_1 = \frac{K_1}{K_0} = \frac{\Delta_{11}|_{C_\mu = C_x = 0}}{K_0} \times C_\pi + \frac{\Delta_{22}|_{C_\pi = C_x = 0}}{K_0} \times C_\mu + \frac{\Delta_{33}|_{C_\pi = C_\mu = 0}}{K_0} \times C_x \quad (7.85)$$

în care condițiile impuse determinantilor sunt aceleași ca și în (7.84). Să facem acum în circuitul din fig. 7.15  $i_2 = i_3 = 0$ . Din rezolvarea ecuațiilor 7.72, 7.73, 7.74 se obține

$$v_1 = \frac{\Delta_{11} i_1}{\Delta(s)}$$

și

$$\frac{v_1}{i_1} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta(s)} \quad (7.86)$$

Relația 7.86 constituie o expresie a impedanței pe care o vedem privind spre nodurile între care este conectat  $C_x$ . Deci

$$\frac{\Delta_{11}|_{C_\mu=C_x=0}}{\Delta_0}$$

va fi *rezistența* pe care o vedem privind spre nodurile între care este conectat  $C_x$  cu *toate* capacitoarele zero, deoarece

$$\frac{\Delta_{11}|_{C_\mu=C_x=0}}{\Delta_0} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta} \bigg|_{C_\mu=C_x=C_\pi=0} \quad (7.87)$$

Vom folosi notația:

$$R_{\pi 0} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta_0} \bigg|_{C_\mu=C_x=0} \quad (7.88)$$

În mod similar

$$\frac{\Delta_{22}|_{C_\mu=C_x=0}}{\Delta_0}$$

este *rezistența* pe care o vedem între nodurile între care este conectat  $C_\mu$  — în condițiile în care toate capacitoarele sunt făcute egale cu zero — și pe care o notăm  $R_{\mu 0}$ .

În mod asemănător se definește și rezistența  $R_{x0}$  pe care o vedem privind spre nodurile între care este conectat  $C_x$ .

Cu aceste notații (7.85) se rescrie astfel:

$$b_1 = R_{\pi 0} C_\pi + R_{x0} C_x + R_{\mu 0} C_\mu \quad (7.89)$$

Amplasarea de timp  $\tau_{10}$  este suma de timpuri constante de timp în gol, deoarece pentru o înlocuire a capacităților cu zero, toate capacitoarele sunt făcute egale cu zero.

Amplasarea de timp  $\tau_{20}$  este în practică zero, fiindcă  $C_\mu$  este zero și  $R_{\mu 0}$  este finit.

$$\tau_{20} \approx \frac{1}{b_1}$$

Deci

$$\tau_{0-3\text{ dB}} \approx \sum_{i=1}^n \tau_i \quad (7.90)$$

unde  $\tau_i$  este suma constantelor de timp în gol. Deși acest rezultat a fost obținut în condițiile unui exemplu concret, el este valabil pentru *orice* circuit pentru care sunt valabile presupunerile făcute în cursul analizei precedente.

Să considerăm circuitul din fig. 7.15. Din examinarea circuitului rezultă:

$$R_{\pi 0} = r_{\pi} \parallel (R_S + r_b) \quad (7.91)$$

Pentru a determina mărimea  $R_{\mu 0}$  sunt necesare câteva calcule simple. Vom aplica un curent de test,  $i$ , între nodurile între care este conectat  $C_{\mu}$  (vezi fig. 7.16) și vom calcula apoi tensiunea care rezultă:

$$v_i = R_{\pi 0} i, \quad (7.92)$$

$$v_o = -(i + g_m v_i) R_L. \quad (7.93)$$

Înlocuind (7.92) în (7.93) se obține

$$v_o = -(i + g_m R_{\pi 0} i) R_L. \quad (7.94)$$

deoarece

$$R_{\mu 0} = \frac{v}{i}$$

și

$$R_{\mu 0} = \frac{v_i - v_o}{i} \quad (7.95)$$

prin înlocuirea în (7.95) a relațiilor (7.92) și 7.94 se găsește

$$R_{\mu 0} = R_{\pi 0} + R_L + g_m R_L R_{\pi 0}. \quad (7.96)$$

Într-un mod similar se poate calcula  $R_{x0}$ , fiind evident că  $R_{x0} \approx R_{\mu 0}$  dacă  $r_b \ll r_{\pi}$ . Acest fapt justifică practica de uz curent de a îngloba pe  $C_x$  în  $C_{\mu}$  dacă  $r_b$  este mic. În aceste condiții pentru pulsația de  $-3$  dB se obține din (7.90)

$$\omega_{-3 \text{ dB}} = \frac{1}{R_{\pi 0} C_{\pi} + R_{\mu 0} C_{\mu}}. \quad (7.97)$$

Înlocuind în (7.97) pe (7.96) se găsește

$$\omega_{-3 \text{ dB}} = \frac{1}{R_{\pi 0} \left\{ C_{\pi} + C_{\mu} \left[ (1 + g_m R_L) + \frac{R_L}{R_{\pi 0}} \right] \right\}} \quad (7.98)$$

Expresia 7.98 oferă un rezultat care este identic cu rezultatul dat de expresia 7.25 obținut printr-o analiză exactă (ne reamintim că  $R$  din expresia 7.25 este aceeași mărime ca  $R_{\pi 0}$  din expresia 7.98).

Cu toate acestea analiza realizată prin metoda constantelor de timp în gol permite obținerea rezultatului cu un efort *mult mai mic*. Ea *nu* dă însă nici o informație asupra polului nedominant.

Ca o ilustrare suplimentară pentru avantajele și limitările asociate metodei constantelor de timp în gol să considerăm schema de repetor pe emitor din fig. 7.9, în care s-a inclus numai capacitatea  $C_{\pi}$ . Valoarea lui  $R_{x0}$  se determină introducând o sursă de curent  $i$ , ca în fig. 7.17, calculându-se apoi tensiunea  $v$  care rezultă:

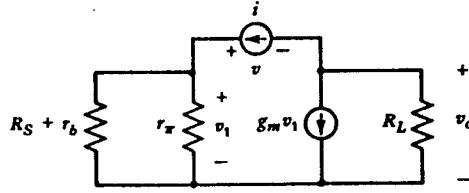


Fig. 7.16 Circuitul echivalent pentru calcularea rezistenței  $R_{\mu 0}$ , pentru circuitul din fig. 7.15.

$$i = \frac{v_1}{r_\pi} + \frac{v + v_o}{R_S + r_b}, \quad (7.99)$$

$$\frac{v_1}{r_\pi} - i + g_m v_1 = \frac{v_o}{R_E}. \quad (7.100)$$

Înlocuind (7.100) în (7.99) se obține

$$i = \frac{v_1}{r_\pi} + \frac{v_1}{R_S + r_b} + \frac{R_E}{R_S + r_b} \left[ \frac{v_1}{r_\pi} + g_m v_1 - i \right]$$

relație care se rescrie astfel:

$$i = \frac{v_1}{r_\pi} + v_1 \frac{1 + g_m R_E}{R_S + r_b + R_E}.$$

Valoarea lui  $R_{\pi 0}$  rezultă direct

$$R_{\pi 0} = \frac{v_1}{i} = r_\pi \parallel \frac{R_S + r_b + R_E}{1 + g_m R_E}. \quad (7.101)$$

Deci polul dominant al repetorului pe emitor se află la

$$\omega = \frac{1}{R_{\pi 0} C_\pi}. \quad (7.102)$$

Acest rezultat este în concordanță cu acela obținut prin analiza exactă, relația 7.41, necesitând însă mai puțin efort. Totuși metoda constantelor de timp în gol nu comunică nimic despre zero-ul pe care analiza exactă îl pune în evidență. În acest caz din cauza zero-ului dominant, frecvența care corespunde polului dominant *nu* este egală cu frecvența de -3 dB.

Fig. 7.17 Circuitul echivalent pentru calcularea rezistenței  $R_{\pi 0}$  pentru repetorul pe emitor.

Acest exemplu arată că interpretarea rezultatelor obținute prin metoda constantelor de timp în gol trebuie realizată cu precauțiune. Cu toate acestea metoda constantelor de timp în gol *este* o tehnică de analiză utilă, acumularea de experiență dând proiectantului posibilitatea să recunoască circuitele care pot să conțină zerouri dominante.

*Uzual, aceste circuite au o cale capacitivă prin care intrarea și ieșirea se cuplează direct (cum este, de exemplu,  $C_\pi$  la repetorul pe emitor).*

### 7.3.3 Răspunsul în frecvență al etajelor cu emitorul comun conectate în cascadă.

Avantajele reale pe care le oferă metoda constantelor de timp în gol se pun în evidență atunci când se analizează circuite care conțin mai mult de un tranzistor.

Ca exemplu să considerăm amplificatorul cu două etaje cu emitorul comun din fig. 7.18. Acest circuit poate corespunde, de exemplu, unui amplificator nesimetric sau semicircuitului de mod diferențial. Determinarea polului dominant și a frecvenței de  $-3$  dB pentru acest circuit prin aplicarea analizei convenționale este extrem de dificilă. Analiza bazată pe metoda constantelor de timp în gol este, după cum se va arăta în continuare, aproape directă. Pentru a pune în evidență ordinele de mărime specifice, pentru parametri se vor presupune valori tipice. În acest exemplu, ca și în celelalte exemple din acest capitol, capacitățile parazite asociate rezistoarelor se neglijează. În mod uzual această neglijare constituie o aproximare rezonabilă pentru rezistoarele difuzate a căror valori sunt de ordinul a câteva mii de  $\Omega$  sau mai puțin.

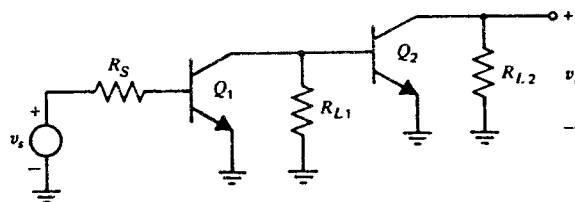


Fig. 7.18 Circuitul echivalent pentru calcularea rezistenței  $R_{\pi 0}$  pentru repetorul pe emitor.

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze frecvența de  $-3$  dB a circuitului din fig. 7.18. Se cunosc următoarele valori:  $R_S = 10$  k $\Omega$ ,  $r_{b1} = r_{b2} = 400$   $\Omega$ ,  $r_{\pi 1} = 20$  k $\Omega$ ,  $C_{\pi 1} = 5$  pF,  $C_{\pi 2} = 10$  pF,  $C_{\mu 1} = C_{\mu 2} = 1$  pF,  $R_{L1} = 10$  k $\Omega$ ,  $C_{cs1} = C_{cs2} = 2$  pF,  $r_{\pi 2} = 10$  k $\Omega$ ,  $R_{L2} = 5$  k $\Omega$ ,  $g_{m1} = 3$  mA/V,  $g_{m2} = 6$  mA/V.

Circuitul echivalent de semnal mic al circuitului din fig. 7.18 este dat în fig. 7.19. Valorile constantelor de timp în gol pentru acest circuit se determină calculând rezistența văzută de fiecare capacitor la propriile sale terminale. Totuși, se poate economisi mult efort observând că unele capacitatoare din circuit sunt plasate în aceleași configurații putându-se aplica deci aceleași formule. De exemplu să considerăm capacitoarele  $C_{\mu 1}$  și  $C_{\mu 2}$ . Pentru ambele capacitatoare se poate aplica formula 7.96:

$$C_{\mu 1} R_{\mu 01} = C_{\mu 1} R_{\pi 01} \left( 1 + g_{m1} R_{L1ef} + \frac{R_{L1ef}}{R_{\pi 01}} \right), \quad (7.103)$$

$$C_{\mu 2} R_{\mu 02} = C_{\mu 2} R_{\pi 02} \left( 1 + g_{m2} R_{L2ef} + \frac{R_{L2ef}}{R_{\pi 02}} \right), \quad (7.104)$$

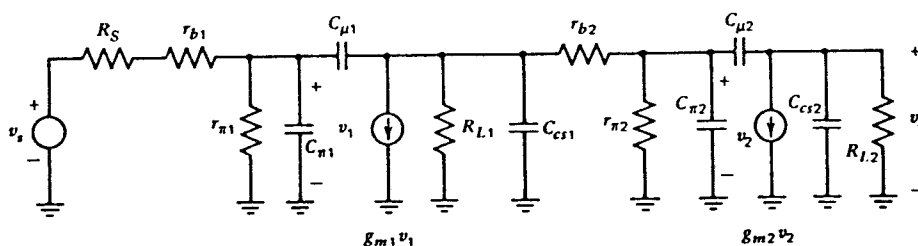


Fig. 7.19 Circuitul echivalent de semnal mic al circuitului din fig. 7.18.

În aceste expresii  $R_{Le\text{f}}$  este rezistența de sarcină efectivă văzută de fiecare tranzistor:

$$R_{L1\text{ef}} = R_{L1} \parallel (r_{b2} + r_{\pi2}) = 5,1 \text{ k}\Omega ,$$

$$R_{L2\text{ef}} = R_{L2} = 5 \text{ k}\Omega .$$

Valoarea  $R_{\pi0}$  se determină, pentru fiecare tranzistor, folosind (7.91):

$$R_{\pi01} = r_{\pi1} \parallel (R_{S1} + r_{b1}) = 20 \text{ k}\Omega \parallel (10,4 \text{ k}\Omega) = 6,84 \text{ k}\Omega ,$$

$$R_{\pi02} = r_{\pi2} \parallel (R_{S2} + r_{b2})$$

unde

$$R_{S2} = R_{L1} = 10 \text{ k}\Omega .$$

Înlocuind valorile numerice se obține:

$$R_{\pi02} = 10 \text{ k}\Omega \parallel (10,4 \text{ k}\Omega) = 5,1 \text{ k}\Omega .$$

Deci

$$C_{\pi1} R_{\pi01} = 5 \times 6,84 \text{ ns} = 34,2 \text{ ns} ,$$

$$C_{\pi2} R_{\pi02} = 10 \times 5,1 \text{ ns} = 51 \text{ ns} .$$

Înlocuind valorile numerice în (7.103) și (7.104) se găsește:

$$C_{\mu1} R_{\mu01} = 1 \times 6,84 \left[ 1 + 3 \times 5,1 + \frac{5,1}{6,84} \right] \text{ ns} = 6,84 (1 + 15,3 + 0,75) \text{ ns} = 116,6 \text{ ns} ,$$

$$C_{\mu2} R_{\mu02} = 1 \times 5,1 \left[ 1 + 6 \times 5 + \frac{5}{5,1} \right] \text{ ns} = 5,1 (1 + 30 + 1) \text{ ns} = 163,2 \text{ ns} .$$

Valorile constantelor de timp în gol pentru capacitățile colector-substrat sunt:

$$C_{cs1} R_{cs01} = C_{cs1} R_{L1\text{ef}} = 2 \times 5,1 \text{ ns} = 10,2 \text{ ns} ,$$

$$C_{cs2} R_{cs02} = C_{cs2} R_{L2\text{ef}} = 2 \times 5 \text{ ns} = 10 \text{ ns} .$$

Presupunând că funcția de transfer a circuitului are un pol dominant pulsația de  $-3 \text{ dB}$  se poate estima direct:

$$\begin{aligned} \omega_{-3 \text{ dB}} &= \frac{1}{\sum T_0} = \frac{10^9}{34,2 + 51 + 116,6 + 163,2 + 10,2 + 10} \text{ rad/s} \\ &= \frac{10^9}{385,2} \text{ rad/s} = 2,6 \times 10^6 \text{ rad/s} \end{aligned}$$

și ca urmare

$$f_{-3 \text{ dB}} = 413 \text{ kHz} .$$

Prin simularea cu calculatorul a acestui circuit, utilizând programul SLIC, frecvența de  $-3 \text{ dB}$  rezultă de 456 kHz, valoare care este apropiată de cea calculată. Analiza cu calculatorul pune în evidență patru poli reali, negativi: 463 kHz, 4,37 MHz, 41,06 MHz, 212 MHz. Există și

două zerouri reale, negative: 478 MHz și 955 MHz. De asemenea suma inverselor valorilor polilor dată de calculator este 385,2 ns, valoare care este egală exact cu suma constantelor de timp în gol calculată manual. ■

Rezultatele analitice precedente au fost obținute cu un efort mic, calculele fiind focalizate pe determinarea contribuțiilor la frecvența de  $-3$  dB a diferitelor capacități din circuit.

În acest exemplu, așa cum este de altfel situația uzuală în etajele cu emitorul comun conectate în cascadă, contribuția majoră la polul dominant al circuitului o aduce capacitatea bază-colector  $C_{\mu}$ . *Unul din câștigurile importante pe care le aduce metoda constantelor de timp în gol este acela că ea oferă informații asupra acelor elemente ale circuitului care afectează cel mai mult frecvența de  $-3$  dB.*

În calculele precedente am considerat că circuitul din fig. 7.19 are un pol dominant. Semnificația acestei presupuneri va fi examinată în continuare mai în detaliu. Să presupunem, cu scop ilustrativ, că valorile capacitoarelor  $C_{\mu 1}$ ,  $C_{\mu 2}$ ,  $C_{cs1}$  și  $C_{cs2}$  din fig. 7.19 sunt nule și că  $r_{\pi 1} = r_{\pi 2}$  și  $C_{\pi 1} = C_{\pi 2}$ . Circuitul are în acest fel două etaje identice, fiecare din ele având un pol la aceeași frecvență. Aceasta înseamnă că *nu există* o situație de pol dominant (circuitul are doi poli identici). Se poate arăta, totuși, că includerea în circuit a capacitoarelor  $C_{\mu 1}$  și  $C_{\mu 2}$  tinde să determine separarea acestor poli și să producă o situație de pol dominant (vezi Secțiunea 9.3.2). Din acest motiv marea majoritate a circuitelor de acest tip vor avea un pol dominant, iar analiza bazată pe metoda constantelor de timp în gol va duce la o bună estimare a valorii pulsației  $\omega_{-3 \text{ dB}}$ . Chiar dacă circuitul are doi poli identici, metoda constantelor de timp în gol rămâne, totuși, încă utilizabilă. Expresiile 7.66 și 7.89 sunt valabile în general deci relația

$$\sum T_0 = \sum_{i=1}^n \left( -\frac{1}{p_i} \right) \quad (7.105)$$

va fi ea *întotdeauna* valabilă. Această relație arată că suma valorilor constantelor de timp în gol este egală cu suma valorilor reciproce a tuturor polilor indiferent de faptul că există sau nu un pol dominant. Să considerăm, de exemplu, un circuit cu doi poli reali, negativi identici, cu valoarea  $\omega_x$ . Modulul câștigului circuitului este

$$|G(j\omega)| = \frac{G_0}{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_x} \right)^2} \quad (7.106)$$

Prin definiție frecvența de  $-3$  dB a acestui circuit este frecvența la care  $|G(j\omega)| = G_0/\sqrt{2}$ . Se poate arăta că

$$\omega_{-3 \text{ dB}} = \sqrt{\sqrt{2} - 1} \omega_x = 0,64 \omega_x \quad (7.107)$$

Folosind metoda constantelor de timp în gol rezultă o valoare

$$\sum T_0 = \frac{2}{\omega_x}$$

și deci

$$\omega_{-3\text{ dB}} = \frac{1}{\sum T_0} = 0,5 \omega_x. \quad (7.108)$$

Chiar în acest caz extrem valoarea obținută prin metoda constantelor de timp în gol este afectată de o eroare de numai  $-22\%$ , oferind o estimare acoperitoare.

### 7.3.4 Răspunsul în frecvență al cascodei

Conexiunea de tip cascodă este o configurație cu mai multe tranzistoare, utilă în aplicațiile de frecvență înaltă. Schema de curent alternativ a versiunii bipolare a cascodei este indicată în fig. 7.20; se observă că o cascodă este compusă dintr-un etaj cu emitorul comun care comandă un etaj cu baza comună. Avantajele pe care le oferă cascodă la frecvențe înalte se datorează faptului că sarcina etajului cu emitorul comun este dată de impedanța de intrare foarte mică a etajului cu baza comună. În secțiunea anterioară s-a arătat că impedanța de intrare la frecvențe joase a etajului cu baza comună este dată de

$$\frac{1}{g_m} + \frac{r_b}{\beta_0 + 1}$$

care se aproximează în mod obișnuit prin  $1/g_m$ . Dacă valoarea curentului de colector din punctul static de funcționare este aceeași pentru ambele tranzistoare  $Q_1$  și  $Q_2$ , tranconductanța lui  $Q_1$  este  $g_m$ , iar rezistența sa de sarcină este  $1/g_m$ ; ca urmare câștigul în tensiune al tranzistorului  $Q_1$  este egal cu unitatea. Rezultă că influența efectului Miller asupra tranzistorului  $Q_1$  este minimă, chiar pentru valori mari ale rezistenței  $R_L$ . Deoarece etajul cu baza comună  $Q_2$  are o bandă mare (vezi Secțiunea 7.2.3) circuitul cascodă realizează o bună funcționare la înaltă frecvență, în comparație cu etajul simplu cu emitorul comun, în special pentru valori mari ale rezistenței  $R_L$  (vezi Problema 7.17).

O caracteristică avantajoasă a cascodei o constituie valoarea mică a transmisiei inverse de la ieșire spre intrare. Această izolare bună, necesară de exemplu în aplicațiile de amplificatoare acordate de înaltă frecvență, este asigurată de etajul cu baza comună.

O altă caracteristică a cascodei, care își găsește utilizare în proiectarea de circuite, o constituie valoarea mare a impedanței de ieșire. Această caracteristică este exploatată în mod avantajos în sursele de curent; după cum s-a arătat în Capitolul 4 rezistența de ieșire a unei cascode este de aproximativ  $\beta_0$  ori mai mare decât aceea a unui etaj cu emitorul comun.

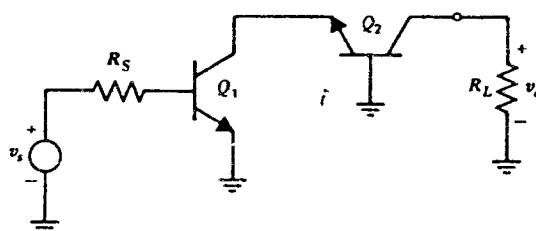


Fig. 7.20 Schema de curent alternativ a circuitului cascodă.



În calitate de exemplu de calcul al frecvenței de  $-3$  dB a unui circuit integrat de bandă largă să considerăm amplificatorul cascodă din fig. 7.21. Acest circuit poate fi utilizat fie ca etaj al unui amplificator de bandă largă mult mai complex, fie ca circuit integrat de bandă largă de uz general prin adăugarea unor etaje de ieșire de tip repetor pe emitor. În acest circuit banda de  $-3$  dB este de o importanță esențială astfel că în continuare vom examina factorii care determină răspunsul său în frecvență.

În circuitul din fig. 7.21 perechea diferențială de intrare este polarizată prin intermediul unui rezistor  $R_3$ . Dacă raportul de rejecție a modului comun constituie o specificație importantă, rezistorul  $R_3$  se poate înlocui printr-o sursă de curent activă. Rezistoarele  $R_E$  din emitor se folosesc în etajul de intrare pentru a stabili valoarea câștigului, pentru a crește impedanța de intrare și pentru a mări banda circuitului. Aceste rezistoare realizează o reacție serie locală (vezi *Capitolul 8*). Prin intermediul divizorului rezistiv format din rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$  se stabilește tensiunea de polarizare a bazelor tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$ ; valoarea acestei tensiuni se alege astfel încât să asigure o valoare adecvată pentru tensiunea colector-emitor a fiecărui tranzistor.

Pentru analiza de față se va presupune că circuitul este atacat de un generator de tensiune a cărei rezistență internă este  $R_S$ ; cealaltă bază se leagă la masă printr-un rezistor de valoare  $R_S$ . Această soluție are avantajul de a reduce la minimum offsetul de curent continuu determinat de curenții de bază ai tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ , răspunsul în frecvență al circuitului nefiind puternic afectat în comparație cu cazul în care baza lui  $Q_2$  se leagă la masă, dacă rezistența  $R_S$  este mică. Circuitul din fig. 7.21 poate fi analizat utilizând semicircuitul diferențial de curent alternativ din fig. 7.22a. De observat că la deducerea semicircuitului diferențial s-a presupus că nodul corespunzător bazelor tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$  este o masă virtuală pentru semnalele diferențiale.

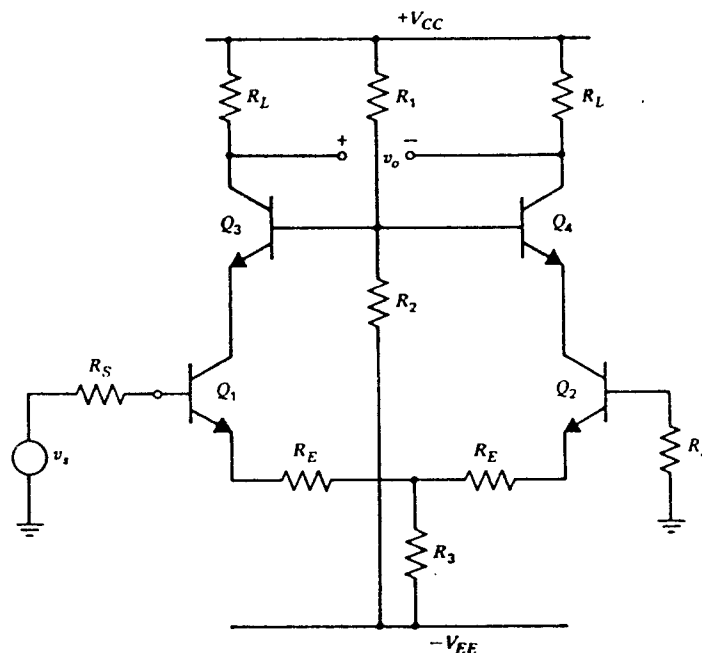


Fig. 7.21 Amplificatorul diferențial cascodă.

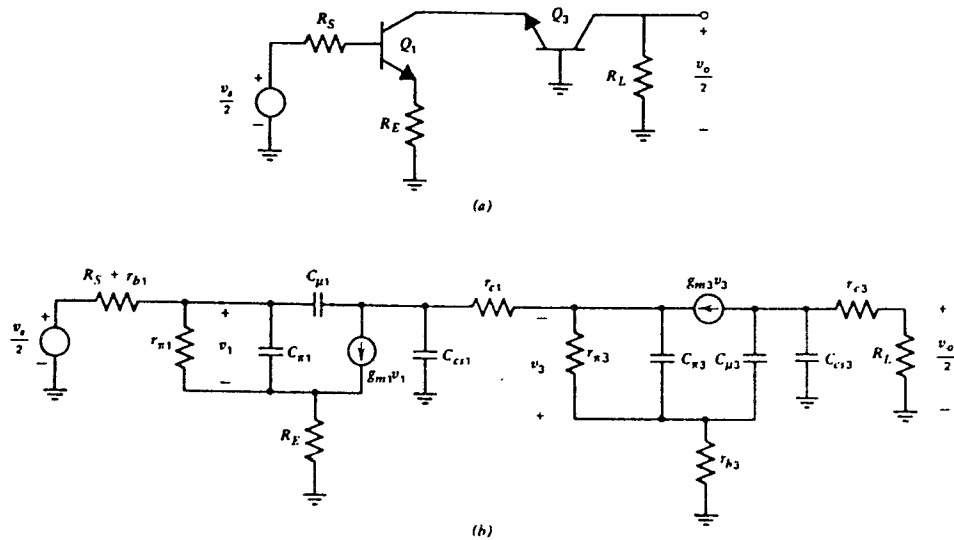


Fig. 7.22 (a) Semicircuitul de mod diferențial de curent alternativ al amplificatorului cascodă din fig. 7.21. (b) Circuitul echivalent de semnal mic pentru semicircuitul din (a).

Răspunsul în frecvență  $(v_o/v_s)(j\omega)$  al circuitului din fig. 7.22a va fi același cu acela al circuitului din fig. 7.21 dacă rezistența  $R_3$  din fig. 7.21 este suficient de mare pentru a asigura o valoare rezonabilă a raportului de rejecție a modului comun. Circuitul echivalent de semnal mic al circuitului din fig. 7.22a este prezentat în fig. 7.22b.

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze câștigul de semnal mic la joasă frecvență și frecvența de  $-3$  dB a circuitului din fig. 7.21 utilizând următoarele date:  $R_S = 1$  k $\Omega$ ,  $R_E = 75$   $\Omega$ ,  $R_3 = 4$  k $\Omega$ ,  $R_L = 1$  k $\Omega$ ,  $R_1 = 4$  k $\Omega$ ,  $R_2 = 10$  k $\Omega$  și  $V_{CC} = V_{EE} = 10$  V. Datele tranzistoarelor sunt:  $\beta = 200$ ,  $V_{BE(on)} = 0,7$  V,  $\tau_F = 0,25$  ns,  $r_b = 200$   $\Omega$ ,  $r_c$  (în regiunea activă) =  $150$   $\Omega$ ,  $C_{je0} = 1,3$  pF,  $C_{\mu0} = 0,6$  pF,  $\psi_{0c} = 0,6$  V,  $C_{cs0} = 2$  pF,  $\psi_{0s} = 0,58$  V și  $n_s = 0,5$ .

Valorile curenților și tensiunilor din punctul static de funcționare se calculează neglijând curenții de bază. Potențialul bazei tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$  este

$$V_{B3} = V_{CC} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{CC} + V_{EE}) = 10 - \frac{4}{14} \times 20 = 4,3 \text{ V}.$$

Potențialul colectorilor tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  este

$$V_{C1} = V_{B3} - V_{BE3(on)} = 3,6 \text{ V}.$$

Presupunând că bazele tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  sunt la masă se pot calcula curenții lor de colector:

$$I_{C1} = \frac{V_{EE} - V_{BE(on)}}{2R_3 + R_E} = \frac{10 - 0,7}{8,075} \text{ mA} = 1,15 \text{ mA}.$$

Deoarece se presupune  $\alpha \approx 1$  rezultă

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} = 1,15 \text{ mA} .$$

Analiza de curent continuu se încheie observând că potențialul colectoarelor tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$  este

$$V_{C3} = V_{CC} - I_{C3}R_L = 10 - 1,15 = 8,85 \text{ V} .$$

Câștigul la joasă frecvență se calculează utilizând semicircuitul diferențial de curent alternativ din fig. 7.22a, folosind rezultatele obținute în *Capitolul 3* pentru un etaj cu rezistențe în emitoare. Dacă neglijăm rezistența bazei, transconductanța de semnal mic a tranzistorului  $Q_1$ , ținând cont de prezența rezistorului  $R_E$  este dată de (3.42):

$$G_{m1} = \frac{g_{m1}}{1 + g_{m1}R_E} = 10,24 \text{ mA/V} .$$

Rezistența de intrare de semnal mic a tranzistorului  $Q_1$ , ținând cont de prezența rezistorului  $R_E$ , este dată de (3.39):

$$R_{i1} = r_{\pi1}(1 + g_{m1}R_E) = 19,5 \text{ k}\Omega .$$

După cum s-a arătat în *Capitolul 3* etajul cu baza comună are un câștig în curent aproximativ unitar. Deci curentul de colector, de semnal mic, al tranzistorului  $Q_1$  apare în colectorul tranzistorului  $Q_3$ . Câștigul în tensiune al circuitului din fig. 7.22a se poate scrie direct, prin examinarea schemei:

$$\frac{v_o}{v_s} = - \frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_s} G_{m1} R_L = - \frac{19,5}{19,5 + 1} \times 10,24 \times 1 = -9,74 .$$

Pentru a calcula frecvența de  $-3 \text{ dB}$  trebuie determinați parametrii circuitului de semnal mic din fig. 7.22b.

Parametrii rezistivi sunt

$$g_{m1} = g_{m3} = \frac{qI_C}{kT} = 44,2 \text{ mA/V} ,$$

$$r_{\pi1} = r_{\pi3} = \frac{\beta}{g_{m1}} = 4525 \Omega ,$$

$$r_{c1} = r_{c3} = 150 \Omega ,$$

$$r_{b1} = r_{b3} = 200 \Omega ,$$

$$R_s + r_b = 1,2 \text{ k}\Omega .$$

Rezistențele de ieșire ale tranzistoarelor se neglijează din cauza valorilor mici ale rezistențelor din circuit.

Elementele capacitive din fig. 7.22b se calculează folosind modalitatea descrisă în *Capitolul 1*. Începem cu  $C_{je}$ , capacitatea de barieră, bază-emitor. După cum s-a arătat în *Capitolul 1* valoarea capacității  $C_{je}$  este greu de estimat în regiunea activă directă; o aproximație rezonabilă constă în dublarea valorii  $C_{je0}$ , obținându-se  $C_{je} = 2,6 \text{ pF}$ . Capacitatea care corespunde sarcinii stocate în bază pentru tranzistorul  $Q_1$  rezultă din relația 1.104:

$$C_{b1} = \tau_F g_{m1} = 0,23 \times 10^{-9} \times 44,2 \times 10^{-3} \text{ F} = 11,1 \text{ pF} .$$

Din (1.118) se obține

$$C_{\pi 1} = C_{b1} + C_{je1} = 13,7 \text{ pF} .$$

Deoarece curenții de colector, din punctul static de funcționare, ai tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  sunt egali rezultă  $C_{\pi 1} = C_{\pi 3} = 13,7 \text{ pF}$ .

Capacitatea colector-bază  $C_{\mu 1}$  a tranzistorului  $Q_1$  se poate calcula folosind (1.21) și observând că tensiunea colector-bază din punctul static de funcționare a tranzistorului  $Q_1$  este  $V_{CB1} = 3,6 \text{ V}$ . Deci

$$C_{\mu 1} = \frac{C_{\mu 0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{CB}}{\psi_0}}} = \frac{0,6}{\sqrt{1 + \frac{3,6}{0,6}}} \text{ pF} = 0,23 \text{ pF} .$$

Capacitatea colector-substrat a tranzistorului  $Q_1$  se calculează tot cu (1.21), tensiunea colector-substrat fiind  $V_{CS} = V_{C1} + V_{EE} = 13,6 \text{ V}$  (se presupune că substratul este legat la sursa negativă de alimentare). Vom avea deci

$$C_{cs1} = \frac{C_{cs0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{CS}}{\psi_0}}} = \frac{2}{\sqrt{1 + \frac{13,6}{0,58}}} \text{ pF} = 0,40 \text{ pF} .$$

Pentru tranzistorul  $Q_3$  se obține în mod similar:  $C_{\mu 3} = 0,20 \text{ pF}$  și  $C_{cs3} = 0,35 \text{ pF}$ .

Frecvența de  $-3 \text{ dB}$  a circuitului se calculează determinând constantele de timp în gol. Începem cu  $C_{\pi 1}$ . Rezistența care se vede la terminalele sale este dată de (7.101) — relație care a fost dedusă pentru repetorul pe emitor. Prezența rezistenței în serie cu colectorul tranzistorului  $Q_1$  nu introduce nici o modificare în calcule din cauza valorii infinite a impedanței generatorului de curent  $g_m v_1$ . Deci din (7.101) rezultă:

$$R_{\pi 01} = r_{\pi 1} \parallel \frac{R_S + r_{b1} + R_E}{1 + g_{m1} R_E} = 4525 \parallel \frac{1000 + 200 + 75}{1 + 44,2 \times 0,075} \Omega = 4525 \parallel 295 \Omega = 277 \Omega .$$

Se observă că efectul rezistorului  $R_E$  este de a *reduce* valoarea lui  $R_{\pi 01}$  ceea ce duce la *creșterea* benzii circuitului deoarece reduce constanta de timp în gol asociată capacității  $C_{\pi 1}$ . Această constantă de timp are valoarea

$$C_{\pi 1} R_{\pi 01} = 13,7 \times 0,277 \text{ ns} = \underline{3,79 \text{ ns}} .$$

Capacitatea colector-substrat a tranzistorului  $Q_1$  vede o rezistență egală cu  $r_{c1}$ , plus rezistența de intrare a etajului cu baza comună, care este

$$R_{i3} = \frac{1}{g_{m3}} + \frac{r_{b3}}{\beta + 1} = 23,6 \Omega ,$$

Deci capacitatea  $C_{cs1}$  vede o rezistență

$$R_{cs01} = R_{i3} + r_{c1} = 174 \Omega .$$

Valoarea constantei de timp în gol este

$$C_{cs01} R_{cs01} = 0,4 \times 0,174 \text{ ns} = \underline{0,07 \text{ ns}} .$$

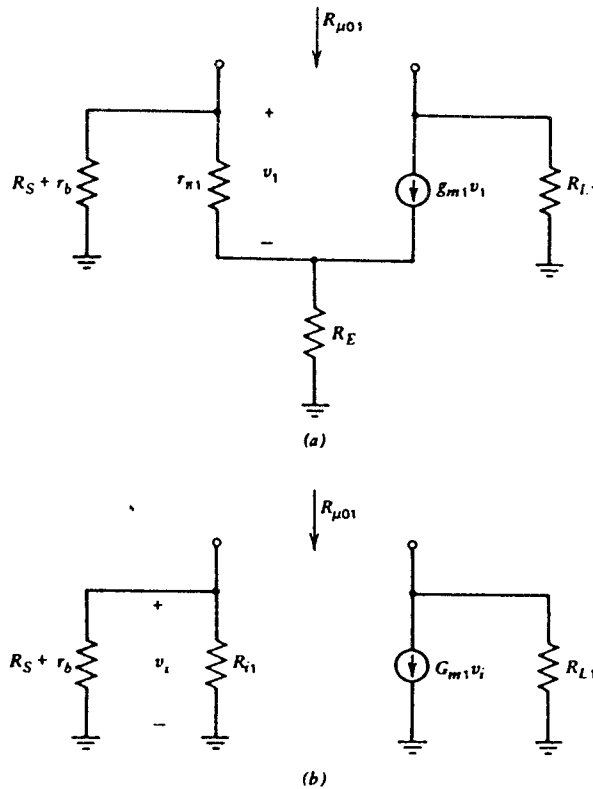


Fig. 7.23 (a) Circuitul pentru calcularea rezistenței  $R_{\mu 01}$  pentru tranzistorul  $Q_1$ . (b) Circuitul echivalent pentru (a).

Constanta de timp în gol asociată cu capacitatea  $C_{\mu 1}$  a tranzistorului  $Q_1$  se determină calculând rezistența  $R_{\mu 01}$ , care se vede la terminalele lui  $C_{\mu 1}$ , utilizând circuitul din fig. 7.23a. Este convenabil să aducem acest circuit la forma din fig. 7.23b în care tranzistorul cu degenerare în emitor este reprezentat prin parametrii  $R_1$  și  $G_{m1}$  care au fost definiți anterior. Circuitul din fig. 7.23b este de forma acelaia de la etajul cu emitorul comun din fig. 7.16, astfel că vom utiliza formula 7.96 dedusă anterior:

$$R_{\mu 01} = R_1 + R_{L1} + G_{m1} R_{L1} R_1 \quad (7.109)$$

unde

$$R_1 = R_{i1} \parallel (R_S + r_b) = 19,5 \parallel 1,2 \text{ k}\Omega = 1,13 \text{ k}\Omega .$$

Rezistența de sarcină,  $R_{L1}$ , este dată de  $r_{c1}$  plus rezistența de intrare în tranzistorul  $Q_3$ ; utilizând valorile calculate anterior se găsește

$$R_{L1} = 174 \Omega .$$

Deci în (7.109)

$$R_{\mu 01} = 1,13 + 0,17 + (10,24 \times 1,13 \times 0,17) = 3,27 \text{ k}\Omega .$$

Constanta de timp în gol asociată capacității  $C_{\mu 1}$  este

$$C_{\mu 1} R_{\mu 01} = 0,23 \times 3,27 \text{ ns} = \underline{0,75 \text{ ns}} .$$

De observat că, din cauza impedanței mici de intrare a etajului cu baza comună,  $R_{L1}$  este mic și contribuția capacității  $C_{\mu 1}$  la suma constantelor de timp în gol este mult mai mică decât aceea a capacității  $C_{\pi 1}$ .

Constanta de timp asociată capacității  $C_{\pi 3}$  a tranzistorului  $Q_3$  se poate calcula observând că și în acest caz se poate aplica relația 7.101 determinată pentru repetitorul pe emitor. Rezistența efectivă de generator,  $R_s$ , este zero deoarece baza este la masă, iar rezistența efectivă de emitor,  $R_E$ , este infinită, colectorul tranzistorului  $Q_1$  fiind conectat la emitorul tranzistorului  $Q_3$ . Ca urmare folosind (7.101) se obține:

$$R_{\pi 03} = r_{\pi 3} \parallel \frac{1}{g_{m3}} = 22,6 \Omega .$$

Deci constanta de timp în gol asociată capacității  $C_{\pi 3}$  este

$$C_{\pi 3} R_{\pi 03} = 13,7 \times 0,023 \text{ ns} = \underline{0,32 \text{ ns}} .$$

Constanta de timp asociată capacității colector-bază  $C_{\mu 3}$  a tranzistorului  $Q_3$  se calculează folosind expresia 7.109, în care  $G_{m1}$  se ia egal cu zero deoarece în acest caz valoarea efectivă a rezistenței  $R_E$  este infinită. În (7.109) valoarea efectivă a rezistenței  $R_1$  este chiar  $r_b$ , deci

$$R_{\mu 03} = r_b + R_{L3} ,$$

unde

$$R_{L3} = r_{c3} + R_L$$

iar  $R_{L3}$  este rezistența de sarcină văzută de tranzistorul  $Q_3$ .

Rezultă

$$R_{\mu 03} = 200 + 150 + 1000 = 1,35 \text{ k}\Omega$$

constantă de timp în gol având valoarea

$$C_{\mu 3} R_{\mu 03} = 0,2 \times 1,35 \text{ ns} = \underline{0,27 \text{ ns}} .$$

În sfârșit, capacitatea colector-substrat a tranzistorului  $Q_3$  vede o rezistență

$$R_{cs03} = r_{c3} + R_L = 1,15 \text{ k}\Omega$$

și

$$C_{cs3} R_{cs03} = 0,35 \times 1,15 \text{ ns} = \underline{0,4 \text{ ns}} .$$

Suma constantelor de timp în gol este deci

$$\sum T_0 = (3,79 + 0,07 + 0,75 + 0,32 + 0,27 + 0,4) = 5,60 \text{ ns} .$$

Frecvența de  $-3 \text{ dB}$  rezultă imediat:

$$f_{-3 \text{ dB}} = \frac{1}{2\pi \sum T_0} = 28,4 \text{ MHz} .$$

Prin simularea acestui circuit cu calculator, utilizând programul SLIC, se găsește pentru frecvența de  $-3$  dB o valoare de  $34,7$  MHz. Simularea cu calculatorul arată că există șase poli, din care primii doi sunt reali, negativi, plasați la  $35,8$  MHz și  $235$  MHz. Metoda constantelor de timp în gol oferă deci o estimare rezonabilă a frecvenței de  $-3$  dB și pune în evidență faptul că limitarea majoră asupra răspunsului în frecvență al circuitului o introduce capacitatea  $C_{\pi 1}$  a tranzistorului  $Q_1$ . Banda circuitului se poate lărgi prin creșterea valorii rezistorului  $R_E$  din emitorul tranzistorului  $Q_1$  (calculul făcut pentru  $R_{\pi 01}$  a arătat că prin creșterea valorii rezistorului  $R_E$  valoarea sa se reduce). De observat că această creștere reduce și câștigul circuitului. ■

Din calculele anterioare se pot obține informații suplimentare relativ la răspunsul în frecvență observând că tranzistorul  $Q_3$  din fig. 7.22 izolează de fapt capacitățile  $C_{\mu 3}$  și  $C_{cs3}$  de restul circuitului. În cazul în care  $r_{b3}$  este zero cele două capacități ajung conectate în paralel pe ieșire și introduc în funcția de transfer un pol suplimentar. Mărimea acestui pol se poate estima prin considerarea numai a sumei constantelor de timp în gol asociate capacităților  $C_{\mu 3}$  și  $C_{cs3}$ ; se obține  $\tau = 0,67$  ns, care corespunde unui pol plasat la  $f = 1/(2\pi\tau) = 237$  MHz, valoare foarte apropiată de cea determinată cu calculatorul pentru al doilea pol. Polul dominant va fi estimat prin considerarea sumei restului de constante de timp, obținându-se  $4,93$  ns, ceea ce corespunde unui pol la  $32,3$  MHz. Și această valoare este apropiată de valoarea determinată prin simulare cu calculatorul.

Această tehnică de analiză se poate utiliza oricând există *un grad ridicat de izolare* între diversele porțiuni ale unui circuit. Pentru fiecare secțiune se face suma constantelor de timp în gol estimându-se apoi și polul dominant al secțiunii corespunzătoare.

## 7.4 ANALIZA RĂSPUNSULUI ÎN FRECVENȚĂ AL AMPLIFICATORULUI OPERAȚIONAL 741

Până în acest punct analiza răspunsului în frecvență al circuitelor integrate a fost limitată la configurații destul de simple. Motivul acestei limitări a devenit evident în secțiunile precedente, în care a fost necesară o mare cantitate de calcule pentru a estima polul dominant al unor circuite simple. Rezultă că realizarea unei analize manuale complete în frecvență a unui circuit integrat complex se plasează în afara oricărei discuții. Cu toate acestea pentru un proiectant de circuite apare adeseori necesitatea unei pătrunderi în problemele răspunsului în frecvență al unor circuite mari, cum ar fi, de exemplu, amplificatorul operațional 741. Metodele de analiză descrise anterior pot fi utilizate pentru obținerea acestor informații dacă se fac unele aproximații convenabile.

În continuare, acest punct de vedere se va ilustra prin analiza răspunsului în frecvență al amplificatorului operațional 741.

### 7.4.1 Circuitul echivalent la înaltă frecvență al amplificatorului operațional 741

O schemă a amplificatorului operațional 741 este prezentată în fig. 6.10a. Răspunsul său în frecvență este dominat de capacitorul  $C_c$ , de  $30$  de pF, care este un capacitor de

compensare, proiectat pentru a împiedica amplificatorul să oscileze atunci când este conectat într-o buclă de reacție. Modul în care se alege valoarea capacitorului  $C_c$  și funcția pe care o îndeplinește sunt descrise în *Capitolul 9*.

Deoarece amplificatorul 741 conține peste 20 de tranzistoare legate între ele nu se va încerca o analiză completă nici măcar prin metoda constantelor de timp în gol.

Pentru a obține o estimare a răspunsului în frecvență pentru acest circuit, proiectantul trebuie să fie capabil să identifice acele părți ale circuitului care fie că nu au nici o influență, fie că au o influență slabă, asupra răspunsului în frecvență; în cursul analizei circuitului aceste părți vor fi ignorate complet. Ca o regulă generală elementele care aparțin circuitului de polarizare pot fi adeseori eliminate, iar acele porțiuni ale schemei amplificatorului care sunt diferențiale pot fi înlocuite cu semicircuitele corespunzătoare. Această abordare conduce la schema de curent alternativ din fig. 7.24 care este adecvată pentru un calcul aproximativ al comportării la înaltă frecvență a amplificatorului 741. Au fost eliminate toate elementele de polarizare cu excepția cazurilor în care contribuie la calea de câștig cu elemente parazite ( $R_{p1}, C_{p1}, R_{p2}, C_{p2}$ ). În etajul de ieșire conduce fie tranzistorul  $Q_{14}$ , fie tranzistorul  $Q_{20}$ , în funcție de semnul tensiunii de la ieșire; răspunsul în frecvență al amplificatorului va fi ușor diferit de cele două cazuri. În schema din fig. 7.24 s-a presupus că în conducție se află tranzistorul  $Q_{14}$ . Aproximația majoră în fig. 7.24 o constituie neglijarea limitărilor de frecvență corespunzătoare sarcinii active din etajul de intrare, care a fost eliminată din calea de câștig; rezistența și capacitatea de ieșire ale tranzistorului  $Q_6$  au fost totuși incluse, ca părți ale elementelor  $R_{p1}, C_{p1}$ . Calcule mult mai detaliate și unele simulări pe calculator arată că aceste aproximații sunt rezonabile.

După cum s-a menționat anterior, răspunsul în frecvență al amplificatorului operațional 741 este dominat de capacitatea  $C_c$ ; valoarea frecvenței de  $-3$  dB va fi estimată prin considerarea efectelor introduse numai de această capacitate. Totuși, după cum se va arăta în *Capitolul 9*, prezența și a altor poli, în afara celui dominant, are un efect crucial asupra comportării amplificatorului în cazul în care este conectat într-o buclă cu reacție. Valoarea polilor nedominanți este deci de un interes considerabil și ca urmare se vor descrie metodele de estimare ale valorilor lor. Vom începe prin a calcula frecvența de  $-3$  dB a amplificatorului operațional 741.

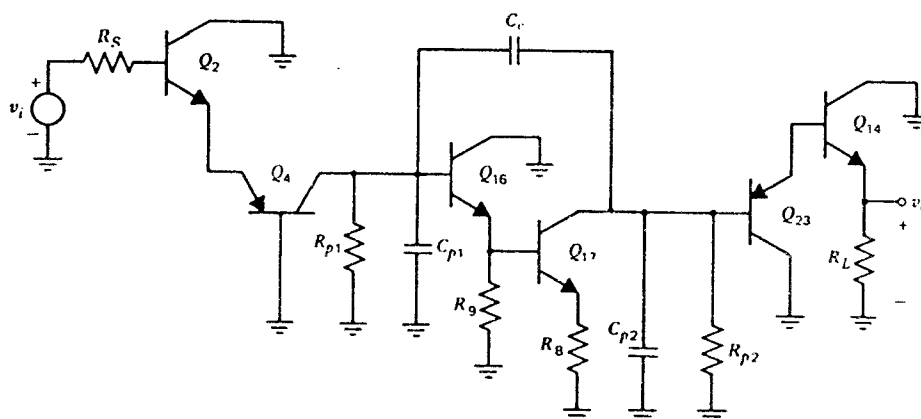


Fig. 7.24 Schema de curent alternativ a căii de câștig, la înaltă frecvență, pentru amplificatorul 741.



### 7.4.2 Calculul frecvenței de $-3$ dB a amplificatorului operațional 741

Frecvența de  $-3$  dB a circuitului din fig. 7.24 se poate estima calculând rezistența  $R_{c0}$  corespunzătoare constantei de timp în gol asociată capacitorului  $C_c$ . Rezistența  $R_{c0}$  se calculează utilizând circuitul de curent alternativ din fig. 7.25a, în care rezistența de intrare în tranzistorul  $Q_{23}$  s-a presupus foarte mare și ca urmare s-a neglijat. Calculul lui  $R_{c0}$  se poate simplifica mult dacă se reprezintă circuitul din fig. 7.25a ca în fig. 7.25b. Mărimile  $R_{ic}$ ,  $R_{oc}$ , și  $G_{mc}$  sunt respectiv rezistența de intrare, rezistența de ieșire și transconductanța circuitului din fig. 7.25a. Aceste mărimi au fost calculate în Capitolul 6 utilizând valorile nominale pentru datele dispozitivelor; un calcul mult mai precis care ține cont de variația câștigului în curent în funcție de curentul din punctul static de funcționare duce la următoarele valori:

$$R_{ic} = R_{o4} \parallel R_{p1} \parallel R_{i16} = 1,95 \text{ M}\Omega ,$$

$$R_{oc} = R_{o17} \parallel R_{p2} = 86,3 \text{ k}\Omega ,$$

$$G_{mc} = 6,39 \text{ mA/V} .$$

De observat că  $R_{p1}$  este rezistența efectivă de ieșire a tranzistorului  $Q_6$ , iar  $R_{p2}$  este rezistența efectivă de ieșire a tranzistorului  $Q_{13B}$  din circuitul din fig. 6.10a.

Deoarece circuitul din fig. 7.25b este topologic identic cu acela din fig. 7.16, pentru estimarea rezistenței  $R_{c0}$  se va utiliza din nou expresia 7.96:

$$R_{c0} = R_{ic} + R_{oc} + G_{mc} R_{ic} R_{oc} \quad (7.110)$$

$$= [1,95 + 0,086 + (6,39 \times 10^{-3} \times 86,3 \times 10^3 \times 1,95)] \text{ M}\Omega = 1,08 \times 10^9 \Omega .$$

Această rezistență de valoare foarte mare determină împreună cu capacitorul  $C_c$  de 30 pF o constantă de timp de

$$C_c R_{c0} = 30 \times 10^{-12} \times 1,08 \times 10^9 = 32,4 \times 10^{-3} \text{ s} .$$

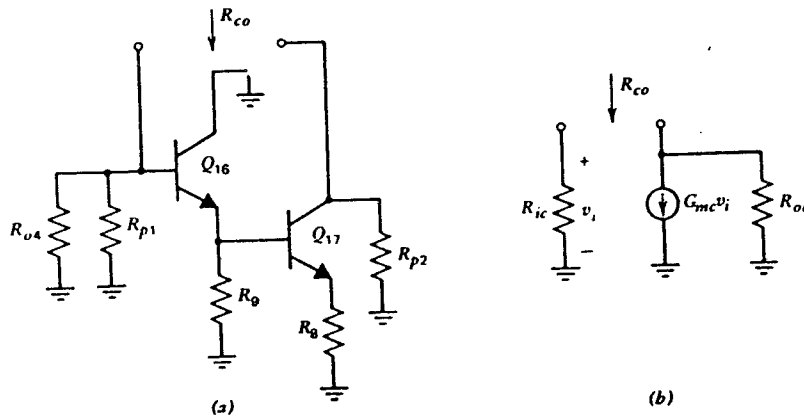


Fig. 7.25 (a). Circuitul pentru calculul constantei de timp în gol asociată capacității  $C_c$ . (b) Circuitul echivalent pentru (a).

care domină în totalitate suma constantelor de timp în gol, conducând la o valoare a frecvenței de  $-3$  dB pentru amplificatorul compensat de

$$f_{-3\text{ dB}} = \frac{1}{2\pi C_c R_{c0}} = 4,9 \text{ Hz}.$$

Simularea pe calculator a întregului amplificator 741 dă o valoare  $f_{-3\text{ dB}} = 5,0 \text{ Hz}$ .

O altă modalitate de calcul al efectului determinat de capacitatea de compensare în frecvență este de a folosi aproximația Miller (vezi *Secțiunea 7.2.1*). Capacitorul de compensare este conectat între baza lui  $Q_{16}$  și colectorul lui  $Q_{17}$ . Valoarea câștigului în tensiune între aceste două puncte se determină apelând la circuitul echivalent din fig. 7.25b; se obține:

$$A_v = G_{mc} R_{oc}. \quad (7.111)$$

În conformitate cu (7.6) capacitatea Miller văzută în baza tranzistorului  $Q_{16}$  este

$$C_M = (1 + A_v) C_c \quad (7.112)$$

Înlocuind (7.111) în (7.112) se obține

$$\begin{aligned} C_M &= (1 + G_{mc} R_{oc}) C_c \\ &= [1 + (6,39 \times 10^{-3} \times 85,3 \times 10^3)] \times 30 \text{ pF} = 16540 \text{ pF} \end{aligned} \quad (7.113)$$

Valoarea extrem de mare a capacității efective din baza tranzistorului  $Q_{16}$  dizolvă efectul tuturor celorlalte capacități. Această capacitate combinată cu rezistența  $R_{ic} = 1,95 \text{ M}\Omega$  care apare între baza lui  $Q_{16}$  și masă determină o valoare a frecvenței de  $-3$  dB a amplificatorului de

$$f_{-3\text{ dB}} = \frac{1}{2\pi C_M R_{ic}} = \frac{1}{2\pi \times 16540 \times 10^{-12} \times 1,95 \times 10^6} \text{ Hz} = 4,9 \text{ Hz},$$

valoare care este identică cu aceea dedusă prin metoda constantelor de timp în gol.

De observat că odată cu  $C_c$  în circuit se mai introduce încă o capacitate suplimentară. Această capacitate suplimentară parazită se formează între partea inferioară a capacitorului  $C_c$  și substrat (vezi *Capitolul 2*). Capacitorul  $C_c$  este conectat astfel încât capacitatea parazită se află între baza tranzistorului  $Q_{16}$  și masă fiind deci absolut neglijabilă față de capacitatea care apare prin efect Miller. Capacitatea parazită are o valoare relativ mare (de aproximativ 14 pF) din cauza ariei mari a capacitorului de 30 pF. Capacitorul  $C_c$  consumă o arie de 0,165 mm<sup>2</sup> (cipul amplificatorului 741 are latura de 1,43 mm), de aproximativ 13 ori mai mare ca aceea a unui tranzistor tipic.

Este interesant de observat că în cazul în care se „scoate” capacitorul de compensare și se calculează constantele de timp în gol ale amplificatorului se obține o frecvență de  $-3$  dB de 18,9 kHz. Această valoare este dominată de  $C_{p1}$ , care este de aproximativ 3,4 pF, fiind compusă practic din capacitățile colector-substrat ale tranzistoarelor  $Q_6$  și  $Q_{22}$ . Rezistența văzută de  $C_{p1}$  este  $R_{ic} = 1,95 \text{ M}\Omega$ , calculată mai înainte, determinând o constantă de timp de 6,6  $\mu\text{s}$ .

### 7.4.3 Polii nedominanți ai amplificatorului operațional 741

Calcululele anterioare au arătat că la amplificatorul 741 capacitorul de compensare de 30 pF produce un pol dominant la 4,9 Hz. Având în vedere complexitatea circuitului este evident că vor mai exista încă mulți poli situați la frecvențe mai înalte.

Tranzistoarele  $Q_{16}$  și  $Q_{17}$  formează un etaj cu câștig mare în jurul căruia este conectată capacitatea de compensare  $C_c$ . După ce se conectează  $C_c$  funcția de transfer a acestui etaj conține un pol de 4,9 Hz și alți poli situați la frecvențe mai înalte. După cum se arată în *Capitolul 9* acești poli situați la frecvențe mai înalte deși sunt mult mai puțin semnificativi după ce s-a conectat capacitorul  $C_c$ , contribuie totuși la defazajul amplificatorului în jurul frecvenței (de aproximativ 1,25 MHz) la care câștigul amplificatorului este unitar. Calculul exact al acestor poli situați la frecvențe mai înalte este într-adevăr foarte dificil.

Alte surse de poli situați la frecvențe mai înalte sunt sarcina activă, care a fost omisă din fig. 7.24 și repetorul pe emitor realizat cu tranzistorul *npn* lateral,  $Q_{23}$ . Simularea cu calculatorul arată că și aceste două părți ale schemei contribuie la defazajul amplificatorului în zona frecvenței de câștig unitar de 1,25 MHz. La fel ca în cazul precedent, calculul manual al răspunsului în frecvență al acestei porțiuni a circuitului este dificil și implică luarea în considerare a tuturor elementelor parazite. Există totuși, o parte a circuitului din fig. 7.24 care contribuie cu un pol nedominant care poate fi calculat. Este vorba de etajul cu bază comună, realizat de tranzistorul *npn* lateral  $Q_4$ . Acest etaj este comandat de un repetor pe emitor *npn*,  $Q_2$ , a cărui bandă se poate presupune mult mai mare decât aceea a etajului în discuție,  $Q_4$ , deoarece frecvența de tăiere  $f_T$  a unui tranzistor *npn* este mult mai mare decât frecvența de tăiere a unui tranzistor *npn* lateral). Neglijând efectele de frecvență introduse de  $Q_2$  putem să considerăm că tranzistorul  $Q_4$  este alimentat de  $v_i$  în serie cu  $1/g_{m2}$ , care este rezistența care se vede privind în emitorul lui  $Q_2$  dacă  $R_s$  este mic. În plus se poate presupune că  $Q_4$  lucrează pe un scurtcircuit de curent alternativ, deoarece capacitatea Miller de valoare mare produsă de  $C_c$ , determină o impedanță foarte mică în colectorul lui  $Q_4$ . Rezultă deci circuitul echivalent de semnal mic pentru  $Q_4$ , din fig. 7.26, care este efectiv izolat de restul circuitului. Ca urmare, acest etaj contribuie cu un pol separat care poate fi estimat utilizând metoda constantelor de timp în gol. De observat că s-au neglijat  $r_{b4}$  și  $C_{\pi4}$ .

Să calculăm mai întâi valorile parametrilor de semnal mic din circuitul din fig. 7.26. Curenții din punctul static de funcționare au fost determinați în *Capitolul 6*, obținându-se  $I_{C2} = -I_{C4} = 12 \mu A$ , cărora le corespund pentru transconductanțe valorile  $g_{m2} = g_{m4} = 0,46 \text{ mA/V}$ . O valoare tipică pentru capacitatea  $C_{je}$  a unui tranzistor *npn* lateral în regiunea activă directă este de 0,6 pF. Presupunând pentru tranzistorul *npn* lateral  $\tau_F = 25 \text{ ns}$ , din (1.104) se obține capacitatea care corespunde sarcinii stocate în baza tranzistorului  $Q_4$ :

$$C_{b4} = \tau_{F4} g_{m4} = 25 \times 10^{-9} \times \frac{12 \times 10^{-6}}{26 \times 10^{-3}} \text{ F} = 11,6 \text{ pF}.$$

Din (1.118) se obține:

$$C_{\pi4} = C_{b4} + C_{je4} = 12,2 \text{ pF}.$$

Deoarece valoarea timpului de tranzit  $\tau_F$  este atât de mare, se observă că și pentru această valoare mică a curentului static capacitatea  $C_{\pi}$  a tranzistorului *npn* lateral este încă dominată de capacitatea  $C_b$ .

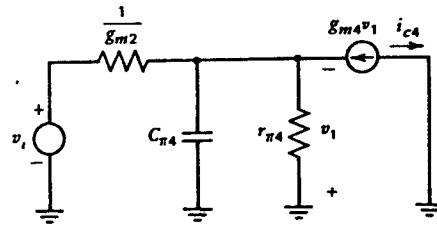


Fig. 7.26 Circuitul echivalent de semnal mic pentru tranzistorul  $Q_4$  din fig. 7.24.

Frecvența polului introdus de tranzistorul  $Q_4$  se calculează determinând rezistența  $R_{\pi 04}$  văzută de  $C_{\pi 4}$ . Această rezistență este chiar  $1/g_{m2}$  în paralel cu rezistența de intrare în tranzistorul  $Q_4$  care este aproximativ  $1/g_{m4}$ . Deci

$$R_{\pi 04} = \frac{1}{2} \frac{1}{g_{m2}} = 1087 \, \Omega$$

și

$$C_{\pi 4} R_{\pi 04} = 12,4 \times 10^{-12} \times 1087 \, \text{s} = 0,0126 \, \mu\text{s}.$$

Polul introdus de  $Q_4$  se va plasa deci, la

$$\frac{1}{2\pi C_{\pi 4} R_{\pi 04}} = 12,6 \, \text{MHz}.$$

În calculele făcute cu calculatorul, descrise în *Capitolul 9*, printre polii și zerourile amplificatorului 741 apare și un pol real, negativ la  $-15 \, \text{MHz}$ . Acesta este chiar polul introdus de tranzistorul  $Q_4$ . Diferența mică între valoarea calculată anterior și aceea furnizată de calculator este datorată modelării mult mai precise realizată în analiza cu calculatorul. De observat că un pol plasat la  $12,6 \, \text{MHz}$  introduce la frecvența de  $1,25 \, \text{MHz}$ , de câștig unitar a amplificatorului, un defazaj de  $6^\circ$ . Acest defazaj suplimentar nu este neglijabil. Polii nedominanți introduși de tranzistoarele  $Q_{16}$ ,  $Q_{17}$ ,  $Q_{23}$  și de sarcina activă produc și ei un defazaj semnificativ la frecvența de câștig unitar a amplificatorului. Determinarea precisă a defazajului total introdus de amplificator la frecvența de câștig unitar se poate realiza numai prin simulare pe calculator sau prin măsurători.

Calcululele descrise în această secțiune permit proiectantului să izoleze acele părți ale circuitului care contribuie cu defazaje suplimentare și să facă acolo unde este necesar modificări în schemă pentru a îmbunătăți aceste aspecte legate de funcționarea circuitului.

## 7.5 RELAȚIA ÎNTRE RĂSPUNSUL ÎN FRECVENȚĂ ȘI RĂSPUNSUL ÎN TIMP

În acest capitol s-a ilustrat efectul dat de creșterea frecvenței semnalului asupra funcționării circuitului, considerându-se răspunsul la un semnal de intrare sinusoidal. În practică însă unui amplificator i se poate cere să amplifice și semnale nesinusoidale cum ar fi, de exemplu, trenuri de impulsuri sau unde dreptunghiulare. Mai mult decât atât, astfel de semnale sunt utilizate adeseori pentru a se testa răspunsul în frecvență al circuitului. Rezultă că răspunsul circuitului la astfel de semnale este de interes și va fi calculat în continuare.

Să considerăm la început un circuit a cărui funcție de transfer de semnal mic poate fi aproximată ca având un singur pol:

$$\frac{v_o}{v_i}(s) = \frac{K}{1 - \frac{s}{p_1}} \quad (7.114)$$

unde  $K$  este câștigul la joasă frecvență, iar  $p_1$  polul funcției de transfer. În concordanță cu ce s-a arătat anterior, pulsația de  $-3 \, \text{dB}$  a acestui circuit este  $\omega_{-3 \, \text{dB}} = -p_1$ . Să aplicăm circuitului ca semnal de intrare o treaptă mică de tensiune,  $v_a$ .

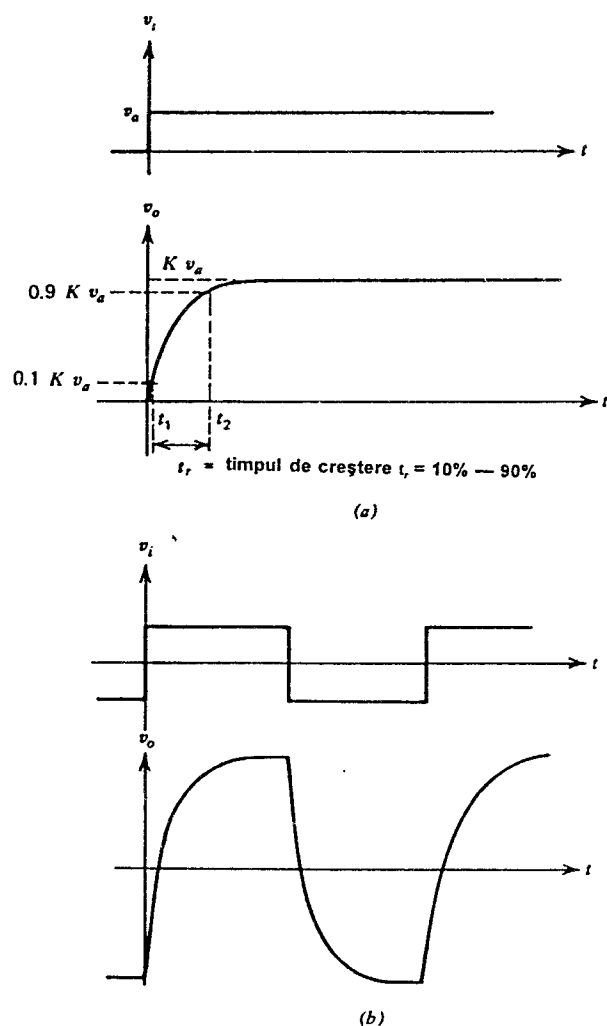


Fig. 7.27 (a) Răspunsul la un semnal de intrare de tip treaptă, pentru un circuit liniar cu câștigul de curent continuu  $K$  și o funcție de transfer cu un singur pol. (b) Răspunsul unui circuit liniar cu o funcție de transfer cu un singur pol pentru cazul în care la intrare se aplică impulsuri dreptunghiulare.

Pentru a determina răspunsul circuitului, presupunând că circuitul este liniar, se va folosi (7.114), în care se înlocuiește  $v_i(s) = v_a/s$ . Deci:

$$v_o(s) = \frac{K v_a}{s} \frac{1}{1 - \frac{s}{p_1}} = K v_a \left[ \frac{1}{s} - \frac{1}{s - p_1} \right].$$

Răspunsul la un salt treaptă se obține imediat:

$$v_o(t) = K v_a (1 - e^{p_1 t}). \quad (7.115)$$

Pentru valori mari ale timpului tensiunea de la ieșire tinde spre  $Kv_a$ . Constanta de timp a exponențialei din (7.115) este  $1/p_1$ . Aspectul răspunsului este schițat, în conformitate cu expresia 7.115, în fig. 7.27a. Timpul de creștere al semnalului de la ieșire este definit în mod uzual ca timpul necesar pentru a se ajunge de la 10% la 90% din valoarea finală. Folosind expresia 7.115 rezultă

$$0,1Kv_a = Kv_a(1 - e^{p_1 t_1}), \quad (7.116)$$

$$0,9Kv_a = Kv_a(1 - e^{p_1 t_2}), \quad (7.117)$$

timpul de creștere,  $t_r$ , fiind

$$t_r = t_2 - t_1 = -\frac{1}{p_1} \ln 9 = \frac{2,2}{\omega_{-3 \text{ dB}}} = \frac{0,35}{f_{-3 \text{ dB}}}. \quad (7.118)$$

Această expresie arată că timpul de creștere al impulsului de la ieșire este nemijlocit legat de frecvența de  $-3 \text{ dB}$  a circuitului. De exemplu, dacă  $f_{-3 \text{ dB}} = 10 \text{ MHz}$ , atunci timpul de creștere, în conformitate cu expresia 7.118, va fi  $t_r = 35 \text{ ns}$ .

Dacă la intrarea unui circuit caracterizat de o funcție de transfer cu un singur pol se aplică o undă dreptunghiulară răspunsul care se obține are forma din fig. 7.27b. Fronturile impulsurilor de rotunjesc, în concordanță cu rezultatele obținute anterior pentru semnalul treaptă.

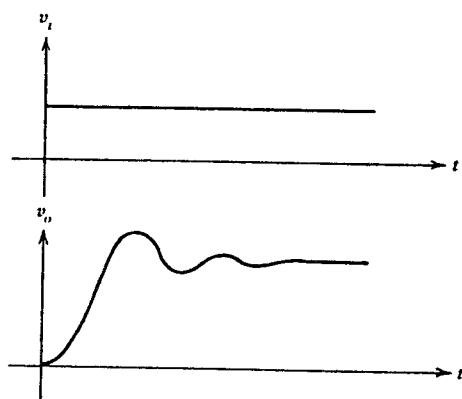


Fig. 7.28 Forma tipică a răspunsului la un salt treaptă al unui circuit liniar a cărui funcție de transfer are poli complecși.

Calculule din această secțiune au pus în evidență legătura care există între răspunsul în frecvență și răspunsul în timp pentru semnale mici aplicate unui circuit caracterizat de o funcție de transfer cu un singur pol.

Pentru circuitele cu funcții de transfer cu mai mulți poli, deși rămâne valabilă aceeași tendință generală, răspunsul la impulsuri poate să difere foarte mult de cel prezentat în fig. 7.27b. În particular, dacă funcția de transfer conține poli complecși care conduc la o caracteristică de frecvență cu o supracreștere la frecvențe înalte (vezi Capitolul 9) răspunsul la impulsuri va avea<sup>4</sup> supracreșteri și oscilații sinusoidale amortizate, ca în fig. 7.28. În amplificatoarele de impulsuri un astfel de răspuns este de obicei neconvenabil.

În sfârșit, trebuie arătat că rezultatele anterioare au fost obținute presupunând că semnalele aplicate sunt mici sau, exprimat cu alte cuvinte, s-a presupus că amplificatorul funcționează liniar.

Dacă semnalul aplicat este suficient de mare astfel încât să determine o funcționare neliniară a circuitului răspunsul la impulsuri poate să difere în mod semnificativ de acela care s-a dedus în această secțiune. Această chestiune este discutată în Secțiunea 9.6.

## PROBLEME

- 7.1 (a) Să se calculeze frecvența de  $-3$  dB a câștigului de semnal mic a unui etaj cu emitorul comun, ca acela din fig. 7.2a, folosind aproximația Miller. Se vor utiliza următoarele date:  $R_S=5$  k $\Omega$ ,  $r_b=300$   $\Omega$ ,  $I_C=0,5$  mA,  $\beta=200$ ,  $f_T=500$  MHz (la  $I_C=0,5$  mA),  $C_\mu=0,3$  pF,  $R_L=3$  k $\Omega$ ,  $C_{cs}=0$ ,  $V_A=\infty$ .  
(b) Să se calculeze frecvența polului nedominant pentru circuitul de la punctul (a). Să se compare rezultatele obținute prin calcul manual cu acelea obținute prin simularea cu SPICE.
- 7.2 Să se determine o expresie pentru impedanța de ieșire a circuitului din *Problema 7.1*, văzută de  $R_L$  și să se formeze circuitul echivalent. Să se traseze modulul acestei impedanțe utilizând scări logaritmice, frecvența variind de la  $f=1$  kHz la  $f=100$  MHz.
- 7.3 Să se repete *Problema 7.2* pentru  $R_S=0$  și  $R_S=\infty$ .
- 7.4 Un amplificator diferențial având schema din fig. 7.1 are  $I_{EE}=1$  mA și datele indicate în *Problema 7.1*. Sursa de curent are o rezistență  $R_E=300$  k $\Omega$  și o capacitate  $C_E=2$  pF, definite ca în fig. 7.7a. Să se determine dependența de frecvență a câștigului de mod diferențial, a câștigului de mod comun și a raportului de rejecție a modului comun. Să se schițeze dependența modulului acestor mărimi, exprimate în dB, în funcție de frecvență, frecvența variind de la  $f=10$  kHz la  $f=20$  MHz. Pentru frecvență se va utiliza o scară logaritmică.  
Rezultatele obținute prin calcul manual se vor compara cu acelea obținute prin simulare cu SPICE.
- 7.5 Un repetor pe emitor realizat cu un tranzistor *pnp* lateral are  $R_S=250$   $\Omega$ ,  $r_b=200$   $\Omega$ ,  $\beta=50$ ,  $I_C=-300$   $\mu$ A,  $f_T=4$  MHz,  $R_E=4$  k $\Omega$ ,  $C_\mu=0$  și  $r_o=\infty$ . Să se determine dependența câștigului în tensiune, de semnal mic, în funcție de frecvență. Să se schițeze dependența de frecvență a valorii modulului câștigului exprimată în dB pentru valori ale frecvenței de la  $f=10$  kHz la  $f=20$  MHz. Pentru frecvență se va utiliza o scară logaritmică.
- 7.6 Să se calculeze valorile elementelor din circuitul echivalent de semnal mic pentru impedanțele de intrare și ieșire ale repetorului pe emitor din *Problema 7.5*. Să se schițeze dependența modulului acestor impedanțe în funcție de frecvență, utilizând scări logaritmice, pentru valori ale frecvenței de la  $f=10$  kHz la  $f=20$  MHz. Se va determina, folosind SPICE, răspunsul tranzitoriu la semnal mic, pentru un semnal de intrare salt treaptă în condițiile unei sarcini rezistive de 1 k $\Omega$  și apoi pentru o sarcină capacitivă de 400 pF. Semnalul treaptă de la intrare are o amplitudine de 1 mV și un timp de creștere nul. Se va explica forma răspunsului în timp. (Pentru cazul sarcinii capacitive circuitul se va polariza în emitor cu o sursă de curent ideală).
- 7.7 Un etaj cu baza comună are următorii parametri:  $I_C=0,5$  mA,  $C_\pi=0,3$  pF,  $r_b=200$   $\Omega$ ,  $\beta=100$ ,  $r_o=\infty$ ,  $R_L=0$  și  $R_S=\infty$ .  
(a) Să se determine expresia câștigului în curent la semnal mic al etajului, în funcție de frecvență. Se va determina frecvența la care câștigul în curent scade cu 3 dB față de valoarea sa de la joasă frecvență.  
(b) Să se determine valorile elementelor din circuitul echivalent de semnal mic pentru impedanțele de intrare și ieșire ale etajului. Se va schița dependența de frecvență a modulului acestor impedanțe pentru valori ale frecvenței de la  $f=100$  kHz la  $f=100$  MHz utilizând scări logaritmice.

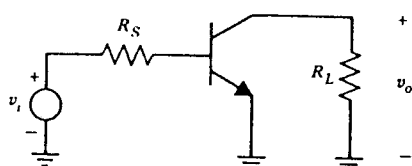


Fig. 7.29 Schema de curent alternativ a unui etaj cu emitorul comun.

7.8 Schema de curent alternativ a unui etaj cu emitorul comun în care  $R_S = 10 \text{ k}\Omega$  și  $R_L = 5 \text{ k}\Omega$  este dată în fig. 7.29. Să se calculeze câștigul în tensiune  $v_o/v_i$ , de semnal mic, la joasă frecvență. Să se estimeze valoarea frecvenței de  $-3 \text{ dB}$  folosind metoda constantelor de timp în gol. Se cunosc:  $\beta = 200$ ,  $f_T = 600 \text{ MHz}$  la  $I_C = 1 \text{ mA}$ ,  $C_\mu = 0,2 \text{ pF}$ ,  $C_{je} = 2 \text{ pF}$ ,  $C_{cs} = 1 \text{ pF}$ ,  $r_b = 0$ ,  $r_o = \infty$  și  $I_C = 1 \text{ mA}$ .

- 7.9 Să se repete Problema 7.8 pentru cazul în care în emitor se conectează un rezistor de  $200 \Omega$ .
- 7.10 Să se repete Problema 7.8 pentru situația în care între colectorul și baza tranzistorului se conectează un rezistor de  $30 \text{ k}\Omega$ .
- 7.11 În fig. 7.30 este prezentată schema de curent alternativ a unui etaj Darlington și a unei configurații colector-comun — emitor-comun, în care  $R_S = 100 \text{ k}\Omega$  și  $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ . Pentru fiecare circuit să se calculeze:
- Câștigul în tensiune  $v_o/v_i$ , de semnal mic, la joasă frecvență;
  - Frecvența de  $-3 \text{ dB}$  utilizând metoda constantelor de timp în gol. Se cunosc:  $\beta = 100$ ,  $f_T = 500 \text{ MHz}$  la  $I_C = 1 \text{ mA}$ ,  $C_\mu = 0,4 \text{ pF}$ ,  $C_{je} = 2 \text{ pF}$ ,  $C_{cs} = 1 \text{ pF}$ ,  $r_b = 0$ ,  $r_o = \infty$ ,  $I_{C1} = 10 \mu\text{A}$  și  $I_{C2} = 1 \text{ mA}$ . (Valorile capacităților  $C_\mu$ ,  $C_{cs}$  și  $C_{je}$  sunt specificate în punctul static de funcționare).

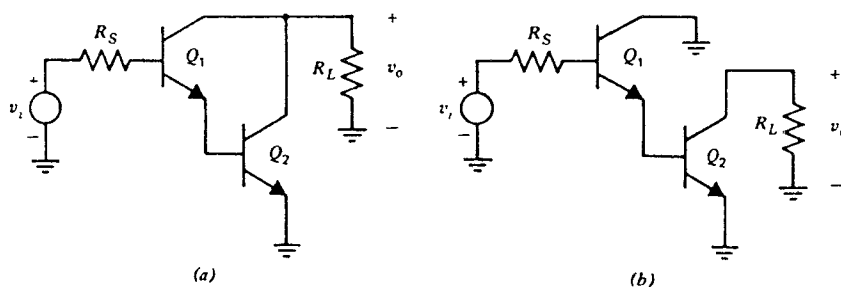


Fig. 7.30 Schemele de curent alternativ ale unui etaj Darlington, (a), și ale unui etaj colector-comun, emitor-comun, (b).

- 7.12 Să se repete Problema 7.11 pentru situația în care între emitorul tranzistorului  $Q_1$  și masă se conectează un rezistor de  $15 \text{ k}\Omega$ , care mărește valoarea curentului din punctul static de funcționare al tranzistorului  $Q_1$  la  $50 \mu\text{A}$ .
- 7.13 Să se repete Problema 7.11 pentru situația în care semnalul de intrare este dat de o sursă de curent de valoare  $i_i$  aplicată în baza tranzistorului  $Q_1$ . (În acest caz funcția de transfer este o transrezistență  $v_o/i_i$ ).
- 7.14 Pentru amplificatorul din fig. 7.31 sursa de curent de polarizare  $I_b$  este ajustată astfel încât în curent continuu  $V_o = 0 \text{ V}$ .
- Să se calculeze transrezistența  $v_o/i_i$ , de semnal mic, la joasă frecvență. Utilizând metoda constantelor de timp în gol să se estimeze valoarea frecvenței de  $-3 \text{ dB}$ . Se cunosc:  $n\text{pn}$ :  $\beta = 100$ ,  $f_T = 500 \text{ MHz}$  la  $I_C = 1 \text{ mA}$ ,  $C_{\mu 0} = 0,7 \text{ pF}$ ,  $C_{je} = 3 \text{ pF}$  în punctul static de funcționare,  $C_{cs0} = 2 \text{ pF}$ ,  $r_b = 0$ ,  $V_A = 120 \text{ V}$ ; pentru toate joncțiunile  $n = 0,5$  și  $\psi_0 = 0,55 \text{ V}$ ;



*pnp*:  $\beta=50$ ,  $f_T=4$  MHz la  $I_C=-0,5$  mA,  $C_{\mu 0}=1,0$  pF,  $C_{je}=3$  pF în punctul static de funcționare,  $C_{bs0}=2$  pF,  $r_b=0$ ,  $V_A=50$  V; pentru toate joncțiunile  $n=0,5$  și  $\psi_0=0,55$  V.

(b) Să se repete punctul (a) pentru situația în care între colectorul și baza tranzistorului  $Q_1$  se conectează un capacitor de 20 pF.

- 7.15 Circuitul prezentat în fig. 7.32 este un etaj diferențial cu sarcina activă. Valoarea curentului de polarizare  $I_B$  este ajustată astfel încât în curent continuu colectoarele tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  au un potențial de +5 V. Să se calculeze câștigul în tensiune  $v_o/v_i$ , de semnal mic la joasă frecvență. Se va estima frecvența de -3 dB folosind metoda constantelor de timp în gol. Pentru tranzistoare se vor folosi datele din Problema 7.14.

- 7.16 În fig. 7.33 sunt prezentate schemele de curent alternativ ale unui etaj cu emitorul comun și ale unui etaj cascodă, în care  $R_S=5$  k $\Omega$  și  $R_L=3$  k $\Omega$ .  
 (a) Să se calculeze pentru fiecare circuit câștigul în tensiune  $v_o/v_i$ , de semnal mic, la joasă frecvență.  
 (b) Folosind metoda constantelor de timp în gol să se calculeze și să se compare pentru cele două circuite valorile frecvenței la care câștigul scade cu 3 dB.

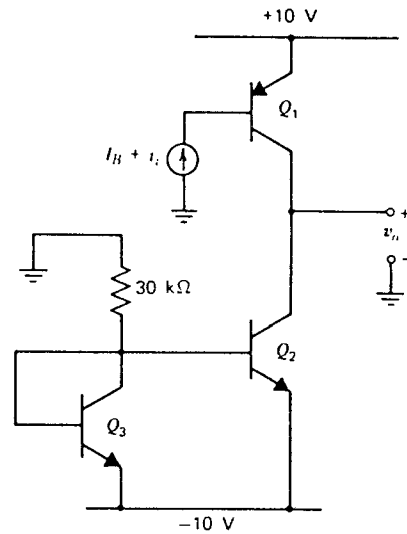


Fig. 7.31 Etaj de amplificare.

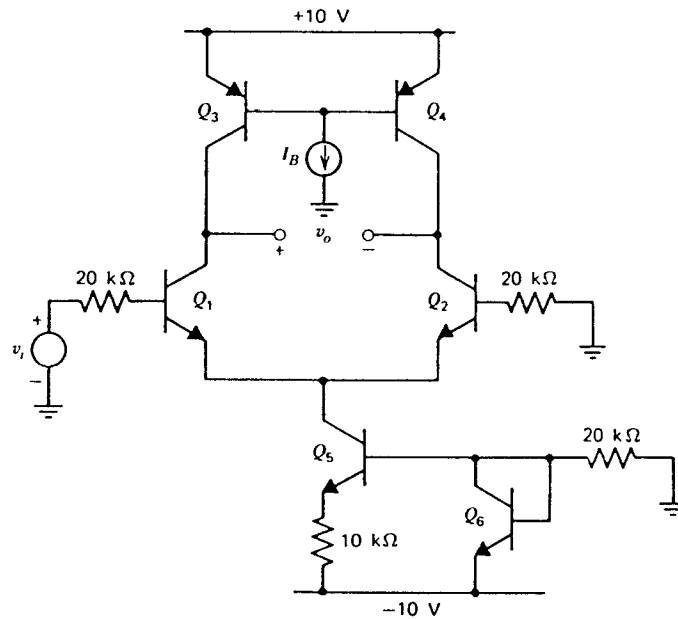


Fig. 7.32 Etaj diferențial cu sarcini active.

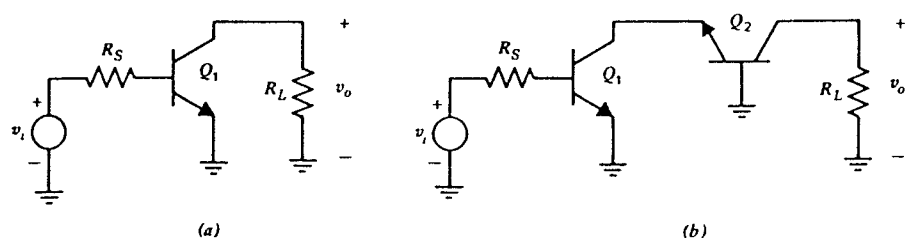


Fig. 7.33 Schemele de curent alternativ ale unui etaj cu emitorul comun (a) și a unui etaj cascodă (b).

(c) Să se estimeze timpul de creștere, de la 10% la 90% din valoarea finală, a fiecărui circuit pentru cazul în care la intrare se aplică un salt treaptă mic. Să se schițeze forma de undă la ieșire în intervalul 0–300 ns considerând o valoare de 1 mV a saltului treaptă.

Se cunosc:  $I_C = 1$  mA,  $\beta = 100$ ,  $r_b = 0$ ,  $C_{cs} = 1$  pF,  $C_{\mu} = 0,4$  pF,  $f_T = 500$  MHz la  $I_C = 1$  mA și  $r_o = \infty$ . Pentru toate joncțiunile  $n = 0,5$  și  $\psi_0 = 0,55$  V.

7.17 În fig. 7.34 se prezintă schema unui etaj de amplificare.

(a) Să se calculeze câștigul în tensiune  $v_o/v_i$ , de semnal mic, la joasă frecvență.

(b) Să se calculeze frecvența de -3 dB pentru câștigul circuitului, utilizând metoda constantelor de timp în gol. Se cunosc:  $C_{cs0} = 2$  pF,  $C_{\mu0} = 0,5$  pF,  $C_{je} = 4$  pF (la polarizare directă),  $f_T = 500$  MHz la  $I_C = 2$  mA,  $\beta = 200$ ,  $r_b = 0$  și  $r_o = \infty$ .

(c) Să se determine folosind SPICE câștigul și banda la semnal mic ale amplificatorului și modulul și faza funcției de transfer la 100 MHz. Se va investiga influența rezistenței bazei resimulând circuitul cu  $r_b = 200 \Omega$  și comparând apoi rezultatele obținute în cele două cazuri.

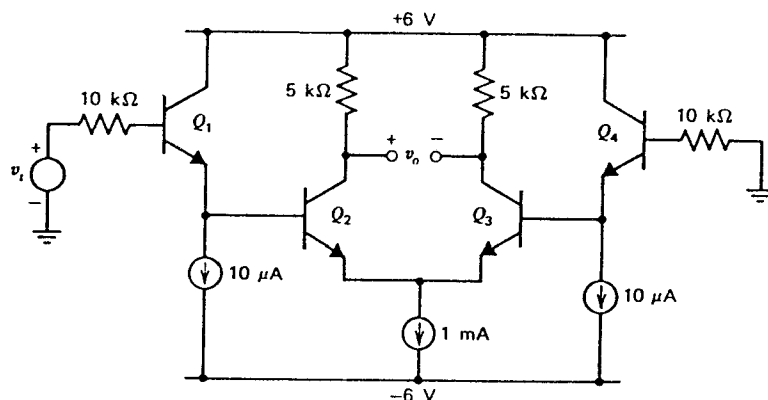


Fig. 7.34 Etaj de amplificare.

7.18 Schema de curent alternativ a unui amplificator de curent, monolitic, de bandă largă, este prezentată în fig. 7.35. Aria emitorului tranzistorului  $Q_3$  este de patru ori mai mare decât aria tranzistorului  $Q_1$ , valorile corespunzătoare ale curenților din punctul static de funcționare fiind  $I_{C1} = 1$  mA și  $I_{C2} = 4$  mA. Să se calculeze câștigul în curent  $i_o/i_i$ , la semnal mic, la joasă frecvență. Să se estimeze frecvența de -3 dB utilizând metoda constantelor de timp în gol. Să se calculeze timpul de creștere de la 10% la 90% din valoarea finală dacă la intrare se aplică un semnal treaptă mic.

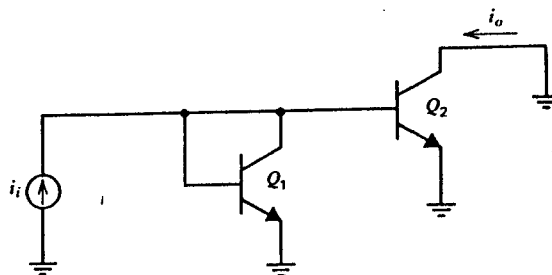


Fig. 7.35 Schema de curent alternativ a unui amplificator de curent, monolitic, de bandă largă.

Se cunosc (în punctul static de funcționare):  $Q_1$ :  $\beta=200$ ,  $\tau_F=0,2$  ns,  $C_\mu=0,2$  pF,  $C_{je}=1$  pF,  $C_{cs}=1$  pF,  $r_b=0$  și  $r_o=\infty$ ;  $Q_2$ :  $\beta=200$ ,  $\tau_F=0,2$  ns,  $C_\mu=0,8$  pF,  $C_{je}=4$  pF,  $C_{cs}=4$  pF,  $r_b=0$  și  $r_o=\infty$ .

- 7.19 În fig. 7.36 se prezintă un amplificator cu două etaje. Să se calculeze câștigul la semnal mic, la joasă frecvență. Se va estima frecvența de  $-3$  dB utilizând metoda constantelor de timp în gol. Să se calculeze timpul de creștere de la 10% la 90% din valoarea finală pentru un semnal de intrare mic, de tip treaptă. Folosind SPICE se va determina frecvența de  $-3$  dB și frecvența la care faza funcției de transfer este de  $-135^\circ$  față de valoarea de la joasă frecvență.

Se cunosc:  $\beta=200$ ,  $f_T=600$  MHz la  $I_C=1$  mA,  $C_\mu=0,2$  pF,  $C_{je}=2$  pF,  $C_{cs}=1$  pF,  $r_b=0$ ,  $V_{BE(on)}=0,6$  V și  $r_o=\infty$ . (Valorile capacităților  $C_\mu$ ,  $C_{cs}$  și  $C_{je}$  sunt specificate în punctul static de funcționare).

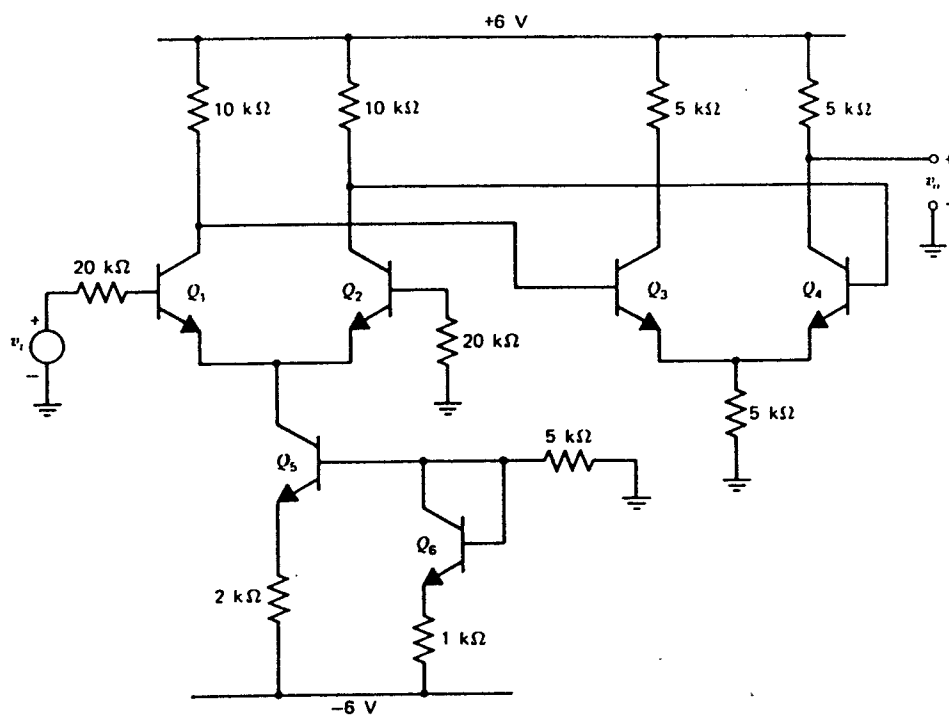


Fig. 7.36 Amplificator cu două etaje.

- 7.20 În fig. 7.37 se prezintă un amplificator cu două etaje. Să se calculeze câștigul în tensiune  $v_o/v_i$ , la semnal mic, la joasă frecvență. Se va estima frecvența de  $-3$  dB utilizând metoda constantelor de timp în gol. Pentru perechea diferențială se va folosi semicircuitul corespunzător.

Se cunosc: *nnp*:  $\beta=200$ ,  $f_T=400$  MHz la  $I_C=1$  mA,  $C_\mu=0,3$  pF,  $C_{je}=3$  pF,  $C_{cs}=1,5$  pF,  $r_b=0$ ,  $V_{BE(on)}=0,6$  V și  $r_o=0$ ;

*pnp*:  $\beta=100$ ,  $f_T=6$  MHz la  $I_C=-0,5$  mA,  $C_\mu=0,3$  pF,  $C_{je}=3$  pF,  $C_{bs}=1,5$  pF,  $r_b=0$ ,  $V_{BE(on)}=0,6$  V și  $r_o=0$ .

Valorile pentru  $C_\mu$ ,  $C_{cs}$ ,  $C_{bs}$  și  $C_{je}$  sunt specificate în punctul static de funcționare.

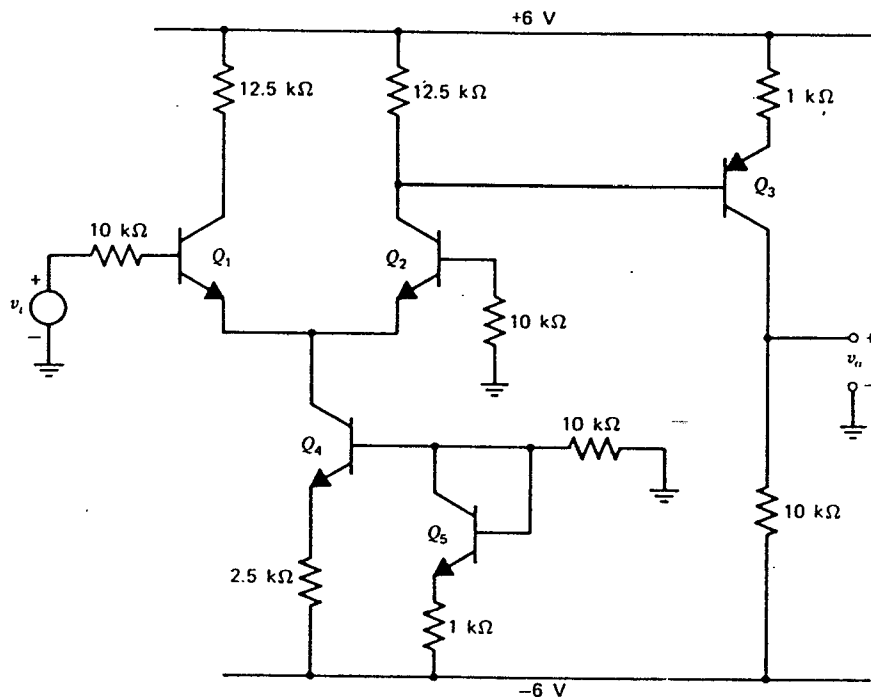


Fig. 7.37 Amplificator cu două etaje, al doilea etaj fiind realizat cu un tranzistor *pnp*.

- 7.21 (a) În fig. 7.38 este prezentată schema unui etaj de amplificare MOS de bandă largă. Să se calculeze valoarea câștigului de semnal mic, la joasă frecvență. Folosind metoda constantelor de timp în gol se va estima banda la  $-3$  dB.  
Se cunosc:  $\mu_n C_{ox}=60 \mu\text{A/V}^2$ ,  $t_{ox}=200 \text{ \AA}$ ,  $C_{ot}=0,3 \text{ fF}/\mu\text{m}$ ,  $C_{dso}=C_{sbo}=0,8 \text{ fF}/\mu\text{m}$ ,  $\psi_0=0,6$ ,  $V_t=0,6$  V,  $\gamma=0,4$ ,  $\lambda=0$  și  $V_o=2,5$  V (valori specificate în punctul static de funcționare). Valorile de capacitate sunt date pe unitatea de lățime a grilei. Se va presupune că substratul este legat la masă. Rezultatele calculelor se vor compara cu acela obținute prin simularea cu SPICE. Se va estima polul imediat următor polului dominant folosind SPICE. Se va trasa grafic dependența benzii la semnal mic în funcție de tensiunea continuă de la intrare pentru o gamă de variație 0–5 V.  
(b) Se va calcula câștigul la semnal mic și banda la  $-3$  dB în cazul în care se includ efectele de canal scurt ( $\mathcal{E}_c=1,5 \times 10^6 \text{ V/m}$ ). Se va presupune că în punctul static de funcționare curenții sunt aceiași ca și la punctul (a).

Efectele de canal scurt în TECMOS se vor modela prin includerea unei rezistențe în serie cu sursa. Capacitățile tranzistorului se vor conecta la capătul care nu este legat la sursă al rezistorului.

7.22

În fig. 7.39 este prezentată schema unui etaj de amplificare CMOS. Se vor determina rapoartele  $W/L$  pentru tranzistoarele  $M_1$  și  $M_5$  astfel încât în punctul static de funcționare  $V_i = V_o = 2,5$  V iar curentul de drenă al tuturor tranzistoarelor să fie  $I_D = 100 \mu\text{A}$ . Valoarea minimă pentru  $W$  și  $L$  este de  $2 \mu\text{m}$ . Se vor calcula valorile câștigului și benzii la  $-3$  dB la semnal mic. Rezultatele se vor verifica prin simulare cu SPICE.

Pentru tranzistoare se vor folosi datele din Problema 7.21 (a) cu  $\lambda = 0,03 \text{ V}^{-1}$  și  $\mu_p C_{ox} = 30 \mu\text{A/V}^2$ ,  $V_{tp} = -0,7$  V.

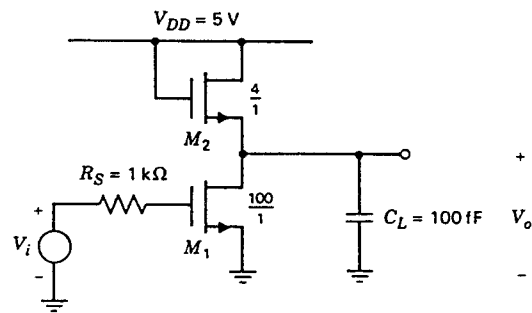


Fig. 7.38 Etaj de amplificare de bandă largă, MOS.

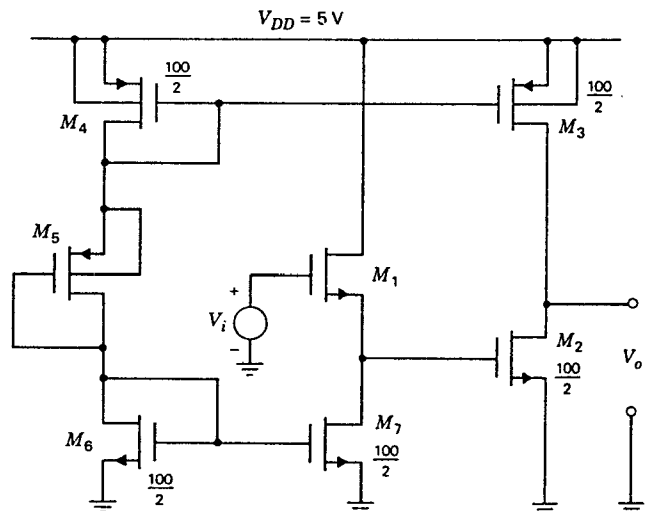


Fig. 7.39 Etaj de amplificare CMOS.

7.23 Pentru circuitul BiCMOS prezentat în fig. 3.65 se vor estima valorile polului dominant și a polului imediat următor folosind metoda constantelor de timp în gol. Se va presupune o comandă în tensiune. Pentru tranzistoarele bipolare se vor folosi datele din fig. 2.32. Parametrii TECMOS în punctul static de funcționare sunt:  $C_{gd} = 90$  fF,  $C_{sb} = C_{db} = 200$  fF și  $C_{gs} = 200$  fF. Se cunosc:  $\mu_n C_{ox} = 40 \mu\text{A/V}^2$ ,  $V_t = 0,8$  V,  $\lambda = 0$  și  $\gamma = 0$ . Se vor verifica rezultatele obținute folosind SPICE.

7.24 Să se estimeze polul dominant al câștigului în curent al oglinzii de curent cascodă MOS din fig. 4.10 folosind metoda constantelor de timp în gol. Semnalul de intrare

este un curent alternativ aplicat la  $I_{ref}$ . Se va presupune o impedanță de sarcină nulă. În curent continuu  $I_{ref}=100\ \mu\text{A}$  și  $V_{out}=V_{GS3}+V_{GS4}$ . Rezultatul obținut se va compara cu valoarea frecvenței  $f_T$  a tranzistoarelor. În punctul static de funcționare parametrii de dispozitiv sunt:  $\mu_n C_{ox}=60\ \mu\text{A}/\text{V}^2$ ,  $\gamma=0$ ,  $\lambda=0$ ,  $V_t=0,7\ \text{V}$ ,  $W=10\ \mu\text{m}$ ,  $L=1\ \mu\text{m}$ ,  $C_{gs}=20\ \text{fF}$ ,  $C_{gd}=3\ \text{fF}$ ,  $C_{sb}=C_{db}=10\ \text{fF}$ . Rezultatul obținut se va compara cu valoarea benzii circuitului determinată prin simulare cu SPICE. Prin simulare cu SPICE se va determina banda circuitului pentru  $I_{ref}=50\ \mu\text{A}$  și  $I_{ref}=200\ \mu\text{A}$ .

- 7.25 Se va repeta *Problema 7.24* în condițiile în care se ține cont de efectele de canal scurt ( $\mathcal{E}_c=1,5\times 10^6\ \text{V/m}$ ).
- 7.26 Să se estimeze polul nedominant care își are originea în nodurile de drenă ale tranzistoarelor  $M_1$  și  $M_2$  ale cascadei rabatate din fig. 6.42 folosind metoda constantelor de timp în gol. Se va presupune că grilele tranzistoarelor  $M_{11}$ ,  $M_{10}$  și  $M_3$  sunt polarizate de la o sursă de mică impedanță și că circuitul este atacat în tensiune, semnalul de intrare fiind  $v_i$ . Dimensiunile și parametrii tuturor tranzistoarelor sunt identice cu acela din *Problema 7.24* cu excepția tranzistoarelor  $M_9$  și  $M_{10}$  care sunt de două ori mai mari. În punctul static de funcționare toți curenții de drenă sunt de  $100\ \mu\text{A}$  cu excepția curenților de drenă ai tranzistoarelor  $M_{11}$ ,  $M_{10}$  și  $M_9$  care sunt de  $200\ \mu\text{A}$ . Se va presupune că tensiunea  $V_{DG}$  a tranzistoarelor  $M_9$  și  $M_{10}$  este nulă. Cu ce defazaj contribuie acest pol nedominant la caracteristica de fază a amplificatorului, la frecvența la care câștigul este unitar, în condițiile în care sarcina este  $C_L=1\ \text{pF}$ ? Se va considera că  $\mu_p C_{ox}=30\ \mu\text{A}/\text{V}^2$ . Rezultatele calculelor se vor verifica prin simulare cu SPICE.

## BIBLIOGRAFIE

1. D.O. Pederson. *Electronic Circuits*, Preliminary Edition. McGraw-Hill, New York, 1965.
2. P.E. Gray și C.L. Searle. *Electronic Principles*, Wiley, New York, 1969.
3. R.D. Thorton ș.a. *Multistage Transistor Circuits*, Wiley, New York, 1965.
4. K. Ogata. *Modern Control Engineering*, Second Edition, Prentice-Hall, Englewood-Cliffs, N.J., 1990.

## REAȚIA

Reacția negativă este mult folosită în amplificatoare deoarece prin utilizarea sa se obțin o serie de avantaje importante. Unul din cele mai semnificative este acela că reacția negativă stabilizează câștigul amplificatorului față de modificările parametrilor dispozitivelor active induse de variațiile surselor de alimentare, de variațiile de temperatură și de îmbătrânirea componentelor. Un alt avantaj este dat de faptul că prin folosirea reacției negativ proiectantului poate modifica impedanțele de intrare și de ieșire ale circuitului așa cum dorește. Alt beneficiu important care rezultă din aplicarea reacției negative constă în reducerea distorsiunilor formei de undă a semnalului; din acest motiv aproape toate amplificatoarele audio de mare calitate aplică o reacție negativă etajului de ieșire de putere. În sfârșit reacția negativă determină și o creștere a benzii circuitului fiind mult utilizată în amplificatoarele de bandă largă. Avantajele menționate sunt însă acompaniate și de două dezavantaje. Primul constă în reducerea câștigului circuitului aproape direct proporțional cu mărimea avantajelor care se obțin. Ca urmare de multe ori va fi necesar să se compenseze scăderea câștigului prin adăugarea de etaje de amplificare suplimentare, ceea ce duce la creșterea costului. A doua problemă potențială asociată utilizării reacției este dată de tendința de oscilație care apare în circuit; depășirea acestei probleme necesită multă atenție din partea proiectantului.

În acest capitol se discută diversele avantaje oferite de utilizarea reacției, împreună cu o clasificare sistematică a configurațiilor de reacție. Problema oscilațiilor induse de aplicarea reacției și soluția sa sunt discutate în *Capitolul 9*.

### 8.1 ECUAȚIILE REACȚIEI IDEALE

Fie configurația de reacție idealizată din fig. 8.1. În această figură  $S_i$  și  $S_o$  sunt semnalele de intrare și ieșire, care pot fi curenți sau tensiuni. Rețeaua de reacție (care în mod obișnuit este liniară și pasivă) are o funcție de transfer  $f$ ; ea trimite înapoi spre intrare un semnal  $S_f$ . La intrare se face diferența între semnalul de intrare  $S_i$  și semnalul  $S_f$ . Semnalul de eroare  $S_e$ , care constă în diferența între  $S_i$  și  $S_f$ , este trimis către amplificatorul de bază a cărui funcție de transfer este  $a$ . Să observăm că se folosește și o altă convenție: semnalele  $S_i$  și  $S_f$  se

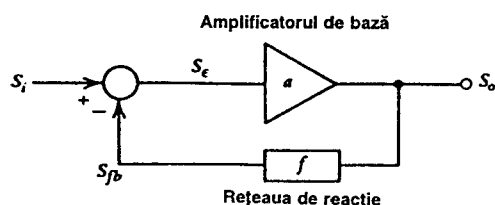


Fig. 8.1 Schema de principiu a reacției ideale.

semnale se scad) ca urmare convenția utilizată în această carte este mult mai comodă pentru analiza amplificatorului\*.

Din fig. 8.1 rezultă

$$S_o = a S_e \quad (8.1)$$

presupunând că rețeaua de reacție nu încarcă amplificatorul de bază. De asemenea

$$S_f = f S_o, \quad (8.2)$$

$$S_e = S_i - S_f. \quad (8.3)$$

Înlocuind (8.2) în (8.3) se obține

$$S_e = S_i - f S_o. \quad (8.4)$$

Înlocuind (8.4) în (8.1) se găsește

$$S_o = a S_i - a f S_o$$

sau

$$\frac{S_o}{S_i} = A = \frac{a}{1 + a f}. \quad (8.5)$$

Ecuatia 8.5 este ecuația fundamentală a circuitelor cu reacție negativă,  $A$  fiind câștigul global (cu reacția aplicată). De multe ori  $a$  se numește și *câștigul cu buclă închisă*.

Este util să introducem mărimea  $T$  denumită *câștigul pe buclă* definit de

$$T = a f. \quad (8.6)$$

Ținând cont de această mărime relația 8.5 se scrie

$$\frac{S_o}{S_i} = A = \frac{1}{1 + T}. \quad (8.7)$$

unde  $T$  este câștigul total în jurul buclei de reacție. Dacă  $T \gg 1$ , în conformitate cu (8.5), expresia câștigului  $A$  devine

$$A \approx \frac{1}{f} \quad (8.8)$$

adună unul cu altul într-un nod de *sumare* la intrare. Este evident că utilizarea acestei convenții va duce la unele schimbări de semne, față de analiza bazată pe convenția anterioară (care se va utiliza în continuare).

Trebuie subliniat că în practică amplificatoarele cu reacție negativă fac diferența între semnalele  $S_i$  și  $S_f$  (există un nod de intrare în care cele două

\* Litera  $f$  folosită ca notație sau indice în mărimile legate de reacție provine din inițiala cuvântului *feedback* utilizat în literatura de limbă engleză (n.t).



Această relație arată că pentru valori mari ale câștigului pe buclă  $T$ , câștigul global al amplificatorului este determinat de funcția de transfer a circuitului de reacție,  $f$ . Deoarece în mod obișnuit rețeaua de reacție este formată din elemente stabile, pasive, valoarea funcției de transfer a circuitului de reacție,  $f$ , este bine definită; în consecință este bine definită și valoarea câștigului global.

Bucula de reacție operează forțând semnalul  $S_f$  astfel încât valoarea sa să fie cât mai apropiată de valoarea semnalului  $S_i$ , situație care se obține amplificând diferența  $S_e = S_i - S_f$ , bucla de reacție aducând apoi semnalul de eroare la minimum. Că lucrurile stau în acest fel se poate vedea înlocuind (8.5) în (8.4) obținându-se

$$S_e = S_i - f \frac{aS_i}{1 + af}$$

care se scrie

$$\frac{S_e}{S_i} = \frac{1}{1 + af} = \frac{1}{1 + T} \quad (8.9)$$

Pe măsură ce câștigul pe buclă,  $T$ , devine mult supraunitar semnalul de eroare  $S_e$  devine mult mai mic ca semnalul de intrare  $S_i$ . În plus, înlocuind (8.5) în (8.1) se găsește

$$S_f = f S_i \frac{a}{1 + af}$$

sau

$$\frac{S_f}{S_i} = \frac{T}{1 + T} \quad (8.10)$$

Dacă  $T \gg 1$ , atunci  $S_f$  este aproximativ egal cu  $S_i$ . Aceasta înseamnă că semnalul de reacție  $S_f$  este practic o replică a semnalului de la intrare. Deoarece semnalele de reacție și de ieșire  $S_f$  și  $S_o$  sunt legate prin relația 8.2, rezultă că în cazul în care  $|f| < 1$  semnalul  $S_o$  este o replică amplificată a semnalului  $S_i$ , fapt care, în esență, constituie scopul unui amplificator cu reacție.

## 8.2 SENSIBILITATEA CÂȘTIGULUI

Pentru marea majoritate a cazurilor din practică câștigul  $a$  al amplificatorului de bază nu este bine definit, fiind dependent de temperatură, de condițiile de funcționare ale dispozitivelor active și de parametrii tranzistorului cum ar fi, de exemplu,  $\beta$ .

După cum s-a menționat anterior bucla de reacție negativă reduce variațiile câștigului global al amplificatorului datorate variațiilor câștigului  $a$ . Acest efect se poate examina prin diferențierea relației 8.5:

$$\frac{dA}{da} = \frac{(1 + af) - af}{(1 + af)^2}$$

care se reduce la

$$\frac{dA}{da} = \frac{1}{(1 + af)^2} \quad (8.11)$$

Dacă  $a$  se modifică cu  $\delta a$ , atunci și  $A$  se schimbă cu  $\delta A$ :

$$\delta A = \frac{\delta a}{(1 + af)^2}.$$

Variația relativă a câștigului global  $A$  este

$$\frac{\delta A}{A} = \frac{1 + af}{a} \frac{\delta a}{(1 + af)^2}$$

care se rescrie astfel:

$$\frac{\delta A}{A} = \frac{\frac{\delta a}{a}}{1 + af} = \frac{\frac{\delta a}{a}}{1 + T}. \quad (8.12)$$

Expresia 8.12 arată că variația relativă a lui  $A$  este redusă de  $(1 + T)$  ori față de variația relativă a lui  $a$ . De exemplu, dacă  $T = 100$  iar  $a$  variază cu 10% ca urmare a modificării temperaturii, atunci câștigul global  $A$ , se schimbă, în conformitate cu (8.12), numai cu 0,1%.

### 8.3 EFECTUL REACȚIEI NEGATIVE ASUPRA DISTORSIUNILOR

Rezultatele anterioare arată că, chiar dacă câștigul amplificatorului de bază  $a$  se modifică, reacția negativă menține câștigul global  $A$  aproximativ constant. Această observație sugerează faptul că reacția va fi eficace și în ceea ce privește reducerea distorsiunilor, deoarece distorsiunile sunt determinate de modificările pantei caracteristicii de transfer a amplificatorului de bază. Reacția tinde să reducă efectul acestor modificări de pantă deoarece  $A$  este relativ independent de  $a$ . Acest fapt va fi discutat în continuare.

Să presupunem că amplificatorul de bază are o caracteristică de transfer cu neliniarități, așa cum apare în fig. 8.2. Se consideră că există două regiuni, fiecare având o pantă constantă  $a_1$ , respectiv  $a_2$ . După aplicarea reacției, câștigul global va fi dat tot de expresia 8.5 cu condiția de a se folosi pentru  $a$  valoarea potrivită, corespunzătoare regiunii din fig. 8.2 care intră în discuție. Ca urmare și caracteristica de transfer *globală* (cu reacția aplicată) va avea două regiuni cu pante diferite, după cum se indică în fig. 8.3.

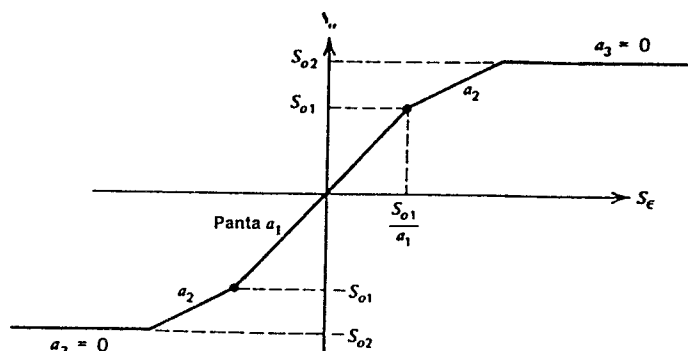


Fig. 8.2 Caracteristica de transfer a amplificatorului de bază.

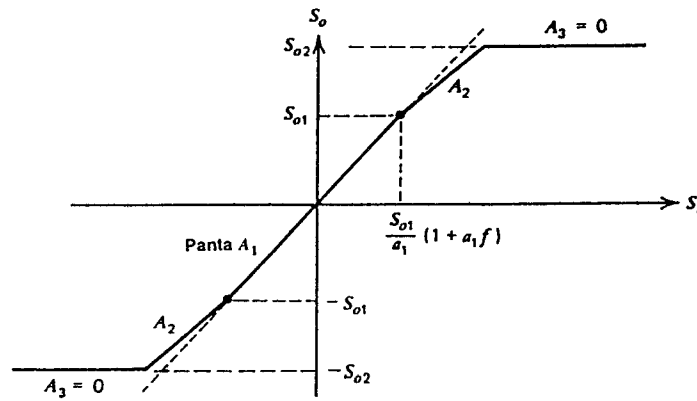


Fig. 8.3 Caracteristica de transfer a amplificatorului cu reacție, care corespunde caracteristicii de transfer a amplificatorului de bază din fig. 8.2.

Totuși, pantele  $A_1$  și  $A_2$  sunt aproape egale din cauza efectului exercitat de reacția negativă. Într-adevăr înlocuind  $a_1$  și  $a_2$  în (8.5) se găsește:

$$A_1 = \frac{a_1}{1 + a_1 f} \approx \frac{1}{f}, \quad (8.13)$$

$$A_2 = \frac{a_2}{1 + a_2 f} \approx \frac{1}{f}. \quad (8.14)$$

Deci, neliniaritatea caracteristicii de transfer a amplificatorului cu reacție (vezi fig. 8.3) este mult mai mică decât aceea a amplificatorului de bază (vezi fig. 8.2).

De observat că în fig. 8.3 scara orizontală a fost *comprimată* în comparație cu aceea din fig. 8.2, pentru a se putea face o comparație mai ușoară a celor două figuri. Această modificare de scară este necesară deoarece reacția negativă *reduce câștigul*. Scăderea câștigului, cu un factor  $(1 + T)$ , care acompaniază utilizarea reacției negative, nu constituie o problemă dificilă, deoarece scăderea câștigului poate fi compensată cu ușurință prin plasarea unui preamplificator înaintea amplificatorului cu reacție. În mod uzual distorsiunile nu constituie o problemă pentru preamplificator, deoarece semnalele manevrate sunt mult mai mici decât acelea din amplificatorul de ieșire.

O observație suplimentară care trebuie făcută relativ la fig. 8.2 și fig. 8.3 este aceea că în ambele figuri apare o puternică saturație a amplificatorului de ieșire (adică ieșirea devine independentă de intrare) pentru un nivel al semnalului de la ieșire  $S_{o2}$ . Deoarece în această regiune panta incrementală este nulă,  $a_3 = 0$ , reacția negativă nu poate îmbunătăți situația; panta  $A_3$  este și ea nulă, în conformitate cu relația 8.5.

## 8.4 CONFIGURAȚII DE REACȚIE

Discuția asupra reacției din secțiunile precedente s-a bazat pe utilizarea configurației idealizate din fig. 8.1. Amplificatoarele cu reacție concrete sunt compuse însă din circuite care au ca semnale la intrare curenți sau tensiuni, producând la ieșire curenți sau tensiuni. Deci,

pentru a urmări funcționarea amplificatorului cu reacție la nivelul circuitului concret, este necesar să se specifice detaliile modului în care se formează și se aplică emnalul de reacție și circuitele utilizate pentru realizarea acestor operații. Pentru amplificatoarele cu reacție există patru configurații de bază. Aceste configurații se clasifică în funcție de faptul că semnalul de la ieșire,  $S_o$ , care urmează a fi prelevat poate să nu fie un curent sau o tensiune și că și semnalul de reacție  $S_f$ , poate să fie, deasemenea, un curent sau o tensiune. Este clar că pot exista doar patru combinații, care vor fi discutate în continuare.

#### 8.4.1 Reacția serie-șunt\*

Să presupunem că se cere să proiectăm un amplificator cu reacție la care trebuie să îi stabilizăm o funcție de transfer de tipul tensiune-tensiune. Aceasta înseamnă că o tensiune de intrare dată va produce la ieșire o altă tensiune, bine definită, proporțională cu tensiunea de la intrare. Ca urmare va fi necesar „să citim” tensiunea de la ieșire și să trimitem înapoi spre intrare o tensiune proporțională cu ea, pentru a o compara cu tensiunea de la intrare.

Această situație este prezentată schematic în fig. 8.4. Amplificatorul de bază are un câștig  $a$ , iar rețeaua de reacție este un diport, cu o funcție de transfer  $f$ , care *șuntează* ieșirea amplificatorului de bază pentru a-l citi pe  $v_o$ . În mod ideal impedanța  $z_{2f}$  este infinită, astfel că rețeaua de reacție nu încarcă amplificatorul de bază. Tensiunea de reacție,  $v_f$ , se conectează în serie cu intrarea pentru a permite comparația cu  $v_i$ ; în mod ideal  $z_{1f}=0$ . Semnalul  $v_e$ , dat de diferența între  $v_i$  și  $v_f$  este trimis amplificatorului de bază. Amplificatorul de bază și circuitul de reacție sunt presupuse *unilaterale*; această înseamnă că amplificatorul de bază transmite numai de la  $v_e$  la  $v_o$ , iar circuitul de reacție numai de la  $v_o$  la  $v_f$ . Această chestiune se va relua mai târziu.

Această reacție este denumită *reacție serie-șunt* din cauză că rețeaua de reacție este conectată în serie cu intrarea și *șuntează* ieșirea. Din fig. 8.4 rezultă:

$$v_o = a v_e, \quad (8.15)$$

$$v_f = f v_o, \quad (8.16)$$

$$v_e = v_i - v_f. \quad (8.17)$$

Din (8.15), (8.16) și (8.17) se obține

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{a}{1 + af}. \quad (8.18)$$

Se observă că se aplică ecuația reacției ideale. Expresia 8.18 arată că funcția de transfer stabilizată este, așa cum s-a dorit,  $v_o/v_i$ . Dacă circuitul este alimentat de la o sursă cu impedanță mare, ca în fig. 8.5, raportul  $v_o/v_i$  este în continuare stabilizat și dat de (8.18) dar acum  $v_i$  este dat de

$$v_i = \frac{Z_i}{Z_i + z_s} v_s. \quad (8.19)$$

\* Altă denumire utilizată este aceea de *reacție serie de tensiune* (n.t.).

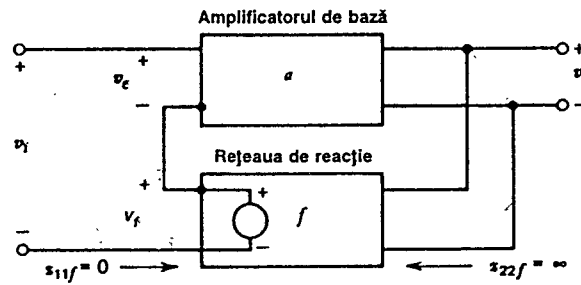


Fig. 8.4 Schema de principiu a unei reacții serie-șunt.

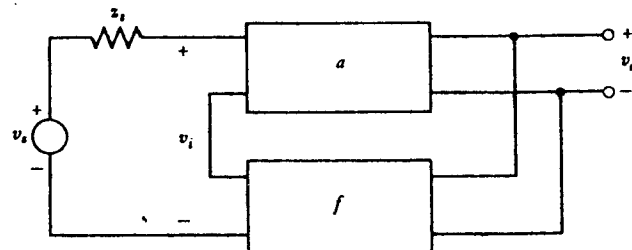


Fig. 8.5 Configurația de reacție serie-șunt în cazul în care sursa de semnal are o impedanță internă de valoare finită.

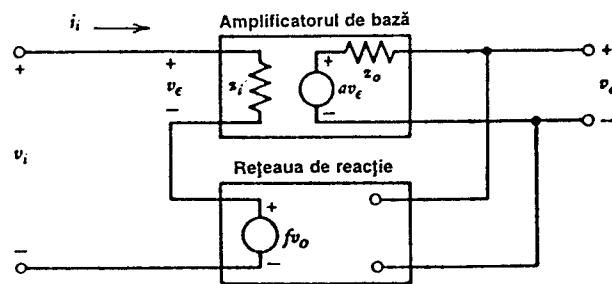


Fig. 8.6 Configurația de reacție serie-șunt în cazul în care impedanțele amplificatorului de bază au valori finite.

unde  $Z_i$  este impedanța de intrare văzută de  $v_i$ . Dacă  $z_s \approx Z_i$  atunci  $v_i$  depinde de  $Z_i$ , care de obicei *nu* este bine definită (deoarece în general depinde de parametrii dispozitivului activ). Ca urmare câștigul global (cu reacție)  $v_o/v_i$  nu va fi stabilizat. Rezultă că pentru un amplificator cu reacție serie-șunt avantajul stabilizării câștigului se obține integral numai dacă impedanța sursei de semnal este mică în comparație cu impedanța de intrare a amplificatorului cu bucla închisă. Sursa de semnal ideală este o sursă de tensiune.

Să discutăm acum efectul exercitat de reacția serie-șunt asupra impedanțelor văzute la terminalele amplificatorului. Amplificatorul de bază are impedanțele de intrare  $z_i$  și de ieșire  $z_o$  (vezi fig. 8.6). Considerăm că rețeaua de reacție este ideală și că trimite înapoi spre intrare o tensiune  $fv_o$ . Ambele rețele sunt unilaterale. Tensiunea de la intrare,  $v_i$ , produce curentul de intrare,  $i_i$ , și tensiunea de la ieșire,  $v_o$ . Din fig. 8.6 rezultă:

$$v_o = a v_e \quad (8.20)$$

$$v_i = v_e + f v_o . \quad (8.21)$$

Înlocuind (8.20) în (8.21) se obține

$$v_i = v_e + a f v_e = v_e (1 + a f) . \quad (8.22)$$

Deoarece

$$i_i = \frac{v_e}{z_i} \quad (8.23)$$

după înlocuirea relației 8.22 în (8.23) rezultă

$$i_i = \frac{v_i}{z_i} \frac{1}{1 + a f} . \quad (8.24)$$

Deci, în conformitate cu (8.24), impedanța de intrare,  $Z_i$ , cu reacția aplicată va fi

$$Z_i = \frac{v_i}{i_i} = (1 + T) z_i . \quad (8.25)$$

Reacția serie la intrare mărește *întotdeauna* impedanța de intrare cu un factor  $(1 + T)$ .

Efectul reacției serie-șunt asupra impedanței de ieșire se poate calcula folosind circuitul din fig. 8.7. Se pasivizează sursa de semnal (intrarea se scurtcircuitază), iar la ieșire se aplică o tensiune  $v$ . Din fig. 8.7 rezultă

$$v_e + f v = 0 , \quad (8.26)$$

$$i = \frac{v - a v_e}{z_o} . \quad (8.27)$$

Înlocuind (8.26) în (8.27) se obține

$$i = \frac{v + a f v}{z_o} . \quad (8.28)$$

Impedanța de ieșire,  $Z_o$ , cu reacția aplicată, rezultă din (8.28):

$$Z_o = \frac{v}{i} = \frac{z_o}{1 + T} . \quad (8.29)$$

Reacția șunt la ieșire micșorează *întotdeauna* impedanța de ieșire cu un factor  $(1 + T)$ . Ca urmare ieșirea se va comporta mai aproape de o sursă de tensiune, astfel că reacția serie-șunt

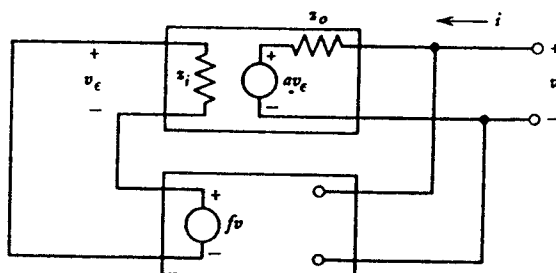


Fig. 8.7 Circuit pentru calculul impedanței de ieșire a configurației de reacție-șunt.

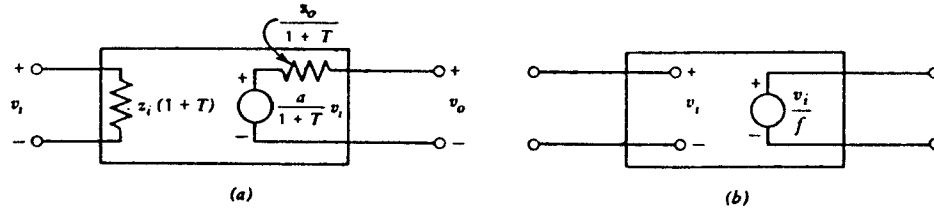


Fig. 8.8 (a) Circuitul echivalent al unui amplificator cu reacție serie-șunt. (b) Circuitul echivalent al unui amplificator cu reacție serie-șunt pentru  $a \rightarrow \infty$ .

va produce un bun amplificator de tensiune. Reacția serie-șunt stabilizează  $v_o/v_i$ , crește  $Z_i$  și micșorează  $Z_o$ . Amplificatorul cu reacție serie-șunt din fig. 8.6 poate fi acum reprezentat ca în fig. 8.8a, folosind (8.18), (8.25) și (8.29). Dacă valoarea câștigului amplificatorului de bază tinde spre infinit, circuitul echivalent devine acela din fig. 8.8b, care corespunde unui amplificator de tensiune ideal.

### 8.4.2 Reacția șunt-șunt\*

Această configurație de reacție este prezentată în fig. 8.9. La fel ca la reacția serie-șunt rețeaua de reacție șuntează ieșirea amplificatorului de bază pentru a citi pe  $v_o$ ; ideal  $z_{22f} = \infty$ . Acum însă rețeaua de reacție șuntează intrarea amplificatorului de bază trimițând spre ieșire un curent,  $f v_o$ , proporțional cu  $v_o$ . Ideal  $z_{11f} = \infty$  astfel că rețeaua de reacție nu produce nici o încărcare a intrării amplificatorului. Semnalul de reacție fiind un curent, este mult mai convenabil să operăm la intrare cu un curent de eroare,  $i_e$ . Ideal semnalul de intrare este în acest caz un curent  $i_i$ , așa cum de altfel s-a și presupus în fig. 8.9. Din fig. 8.9 rezultă

$$a = \frac{v_o}{i_e} \quad (8.30)$$

unde  $a$  este o transrezistență, iar

$$f = \frac{i_f}{v_o} \quad (8.31)$$

unde  $f$  este o transconductanță. De asemenea sunt valabile relațiile

$$v_o = a i_e, \quad (8.32)$$

$$i_e = i_i - i_f. \quad (8.33)$$

Înlocuind pe  $i_f$  din (8.31) în (8.33) se obține

$$i_e = i_i - f v_o, \quad (8.34)$$

Înlocuind (8.32) în (8.34) rezultă

$$\frac{v_o}{a} = i_i - f v_o,$$

\* Altă denumire care se mai utilizează este aceea de reacție paralel de tensiune (n.t.).

relație care prin rearanjarea termenilor devine

$$\frac{v_o}{i_i} = \frac{a}{1 + af} = A. \quad (8.35)$$

Se observă că se aplică din nou ecuația reacției ideale. De observat că deși  $a$  și  $f$  sunt mărimi cu dimensiuni (sunt o rezistență și respectiv o conductanță) câștigul pe buclă,  $T=af$  este *adimensional*. Această proprietate este generală, fiind întotdeauna adevărată.

Se observă că în cazul în care impedanța sursei de semnal,  $z_s$ , este finită apare o divizare a curentului de intrare,  $i_i$ , între  $z_s$  și intrarea amplificatorului. Ca urmare raportul  $v_o/i_i$  nu va fi definit atât de bine pe cât sugerează (8.35). Rezultă că pentru un amplificator cu reacție șunt-șunt reacția negativă este eficientă numai dacă  $z_s \gg Z_i$ , ceea ce este echivalent cu a spune că semnalul de intrare trebuie să fie furnizat de o sursă de curent.

Impedanța de intrare a circuitului din fig. 8.9 se obține astfel. Din (8.32) și (8.35) rezultă

$$i_e = \frac{i_i}{1 + af}. \quad (8.36)$$

Impedanța de intrare cu reacție,  $Z_i$ , este dată de

$$Z_i = \frac{v_i}{i_i} \quad (8.37)$$

din care se obține prin înlocuirea expresiei 8.36

$$Z_i = \frac{v_i}{i_e} \frac{1}{1 + af} = \frac{z_i}{1 + T} \quad (8.38)$$

Deci reacția șunt la intrare *micșorează* impedanța de intrare a amplificatorului cu un factor  $(1+T)$ , fapt care constituie o proprietate generală.

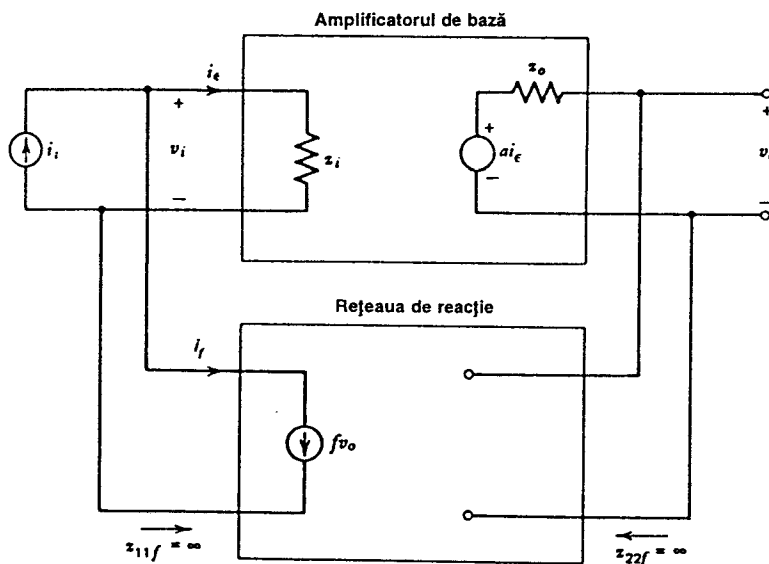


Fig. 8.9 Schema de principiu a unei reacții șunt-șunt.



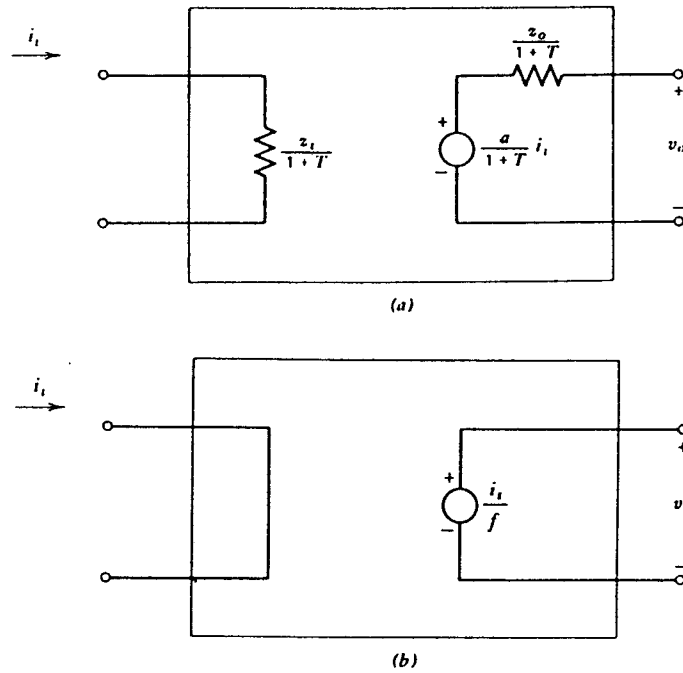


Fig. 8.10 Circuitul echivalent al amplificatorului cu reacție șunt-șunt pentru  $a$  finit (a) și  $a \rightarrow \infty$  (b).

Se poate arăta ușor că impedanța de ieșire este dată de relația

$$Z_o = \frac{Z_o}{1+T} \quad (8.39)$$

la fel ca în cazul reacției serie-șunt, deoarece la ieșire avem tot o reacție șunt.

Reacția șunt-șunt face ca amplificatorul să fie un bun amplificator de *transrezistență*. Prin aplicarea reacției șunt-șunt se stabilizează o funcție de transfer de tipul  $v_o/v_i$  și se micșorează atât  $Z_i$  cât și  $Z_o$ .

Amplificatorul cu reacție șunt-șunt din fig. 8.9 poate fi acum reprezentat ca în fig. 8.10a, folosind (8.35), (8.38) și (8.39). Pe măsură ce câștigul direct  $a$  tinde spre infinit, circuitul echivalent tinde spre acela din fig. 8.10b, care corespunde unui amplificator de transrezistență ideal.

### 8.4.3 Reacția șunt-serie\*

Configurația de reacție șunt-serie este prezentată în fig. 8.11. Rețeaua de reacție citește curentul  $i_o$  și trimite înapoi spre intrare un curent  $i_f = f i_o$ . Deoarece semnalul care se dorește la ieșire este un curent va fi mult mai convenabil să se reprezinte ieșirea amplificatorului de bază prin echivalentul Norton. În acest caz atât  $a$  cât și  $f$  sunt rapoarte de curenți (adimensionale) iar sursa de curent  $i_i$  este ideală.

\* Altă denumire care se mai utilizează este aceea de *reacție paralel de curent* (n.t.).

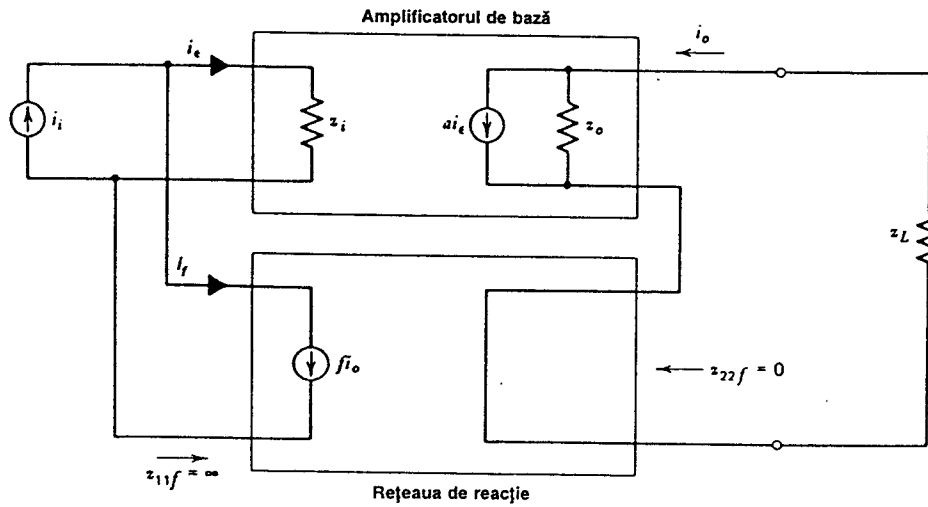


Fig. 8.11 Schema de principiu a unei reacții șunt-serie.

În cazul în care  $z_L \ll z_o$  se poate arăta că

$$\frac{i_o}{i_i} = \frac{a}{1 + af} \quad (8.40)$$

$$Z_i = \frac{z_i}{1 + T} \quad (8.41)$$

$$Z_o = z_o(1 + T) \quad (8.42)$$

Acest amplificator este un bun amplificator de *curent* cu câștig  $i_o/i_i$  stabil,  $Z_i$  mic și  $Z_o$  mare.

#### 8.4.4 Reacția serie-serie\*

Configurația de reacție serie-serie este prezentată în fig. 8.12. Rețeaua de reacție citește curentul  $i_o$  și trimite înapoi spre intrare o tensiune proporțională cu  $i_o$ ,  $v_f$ , în *serie* cu intrarea. Câștigul direct,  $a$ , este o transconductanță iar  $f$  este o transrezistență; sursa de semnal ideală este o sursă de tensiune  $v_i$ . În cazul în care  $z_L \ll z_o$  se poate arăta că

$$\frac{i_o}{v_i} = \frac{a}{1 + af} \quad (8.43)$$

$$Z_i = z_i(1 + T) \quad (8.44)$$

$$Z_o = z_o(1 + T) \quad (8.45)$$

\* Altă denumire care se mai utilizează este aceea de *reacție serie de curent* (n.t.).

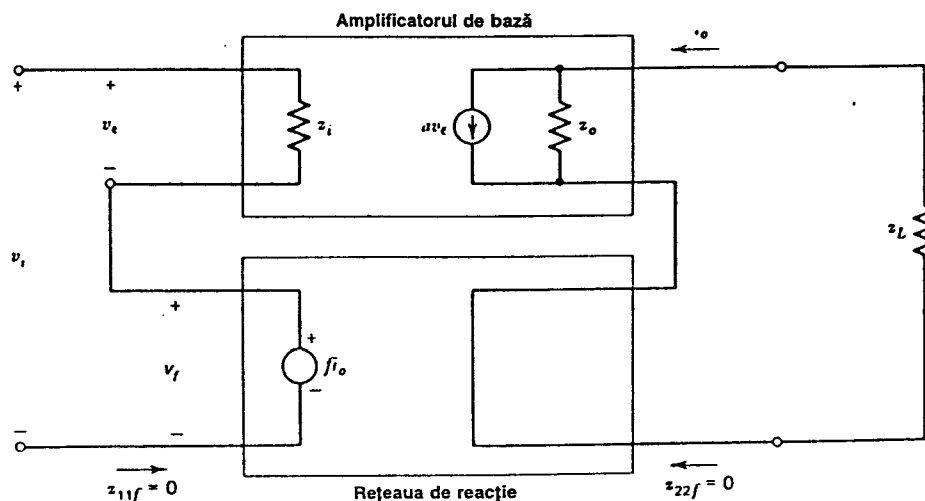


Fig. 8.12 Schemă de principiu a unei configurații de reacție serie-serie.

Acest amplificator este un bun amplificator de transconductanță având un câștig stabilizat  $i_o/v_i$  și impedanțele  $Z_i$  și  $Z_o$  mari.

## 8.5 CONFIGURAȚII REALE ȘI EFECTUL ÎNCĂRCĂRII

În amplificatoarele cu reacție concrete, rețeaua de reacție determină o încărcare la intrarea și ieșirea amplificatorului de bază. Ca urmare împărțirea schemei în amplificatorul de bază și rețeaua de reacție nu este atât de evidentă cum a apărut în tratările precedente. În astfel de cazuri analiza poate fi totuși realizată întotdeauna scriind ecuațiile de circuit pentru întregul amplificator și rezolvându-le apoi pentru a găsi funcția de transfer și impedanțele la terminale. Totuși în marea majoritate a cazurilor concrete această procedură ajunge să fie foarte obositoare și dificilă, iar ecuațiile atât de complexe încât se pierde înțelegerea unor aspecte importante în ceea ce privește funcționarea circuitului. Deci în astfel de cazuri va fi cu folos să identificăm amplificatorul de bază și rețeaua de reacție, iar apoi să utilizăm ecuațiile reacției ideale deduse anterior; în general va fi necesar să se țină seama de efectele date de încărcarea realizată de rețeaua de reacție asupra amplificatorului de bază. În continuare vom discuta metodele de includere în calcule ale acestei încărcări. *Metoda* va fi pusă în evidență prin utilizarea reprezentării circuitului în discuție prin diporți, deși — după cum vom vedea — această modalitate de reprezentare nu este necesară pentru calcule concrete.

### 8.5.1 Reacția șunt-șunt

Fie amplificatorul de reacție șunt-șunt din fig. 8.9. Includerea efectului determinat de faptul că rețelele sunt neideale se poate face după cum se arată în fig. 8.13a. În această figură s-au presupus valori finite pentru admitanțele de intrare și ieșire atât din calea directă, cât și din calea de reacție și existența unei transmisii inverse pentru ambele căi. S-au considerat admitanțe de sursă și sarcină  $y_s$  și  $y_L$  cu valori finite.

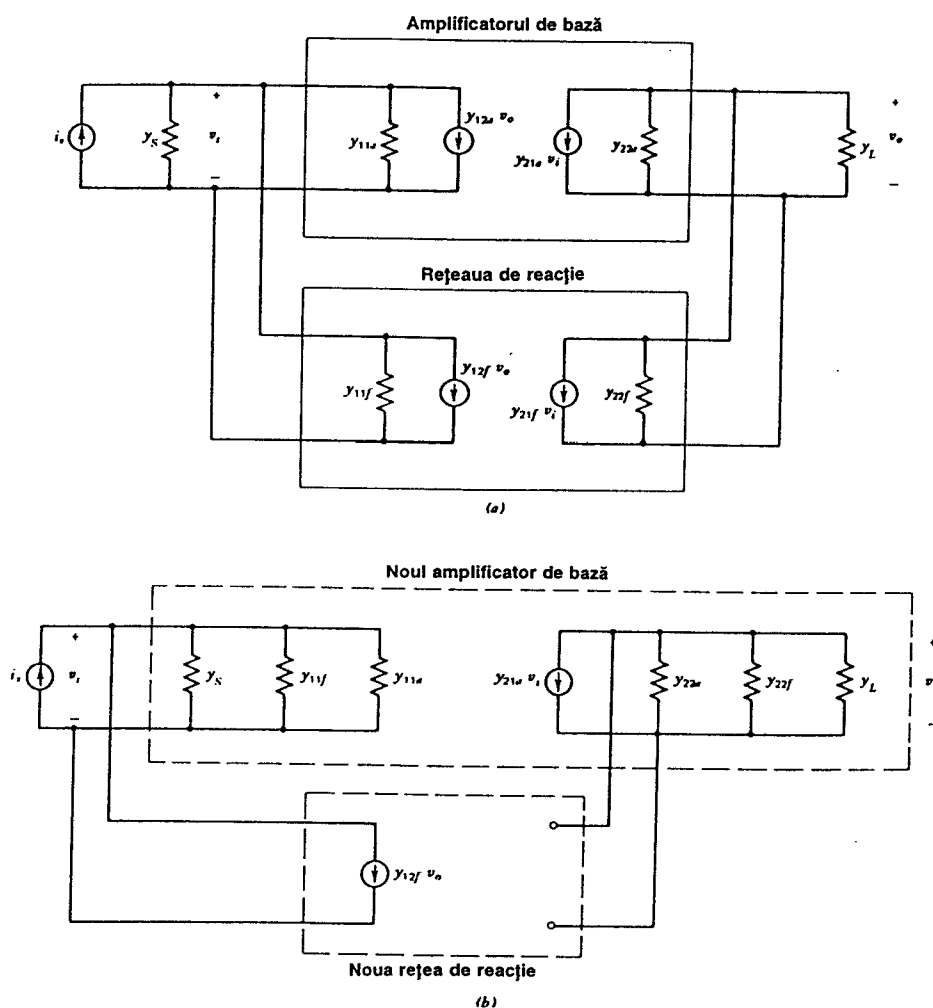
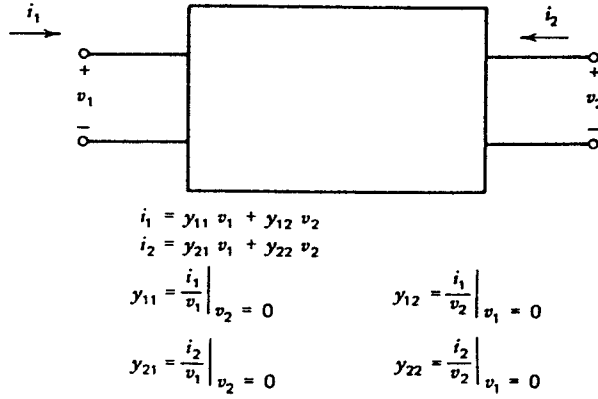


Fig. 8.13 (a) Circuitul echivalent general al unei configurații de reacție șunt-șunt; se utilizează reprezentarea prin parametri  $y$ . (b) Circuitul din (a) redesenat cu generatoarele  $y_{21f}v_i$  și  $y_{12a}v_o$  omise.

În acest caz cea mai convenabilă reprezentare<sup>1</sup> ca diport este aceea care folosește parametri  $y$  (admitanțe de scurtcircuit), ca în fig. 8.13a. Motivul acestei alegeri constă în faptul că amplificatorul de bază și rețeaua de reacție sunt conectate în paralel, având deci pe terminalele lor *tensiuni* identice. Parametri  $y$  specifică răspunsul unei rețele exprimând curenții de la terminale în funcție de tensiunile de la terminale. Din acest motiv calculele cu parametri  $y$  vor fi foarte simple în cazul în care două rețele au tensiunile de la terminale identice, fapt care va fi, de altfel, evident în calculele care urmează. Reprezentarea prin parametri  $y$  a unui diport este ilustrată în fig. 8.14.

Din fig. 8.13a, la intrare, se poate scrie

$$i_s = (y_s + y_{11a} + y_{11f})v_i + (y_{12a} + y_{12f})v_o. \quad (8.46)$$

Fig. 8.14 Reprezentarea unui diport prin parametrii  $y$ .

Scriind suma curenților la ieșire rezultă

$$0 = (y_{21a} + y_{21f}) v_i + (y_L + y_{22a} + y_{22f}) v_o. \quad (8.47)$$

Este util să introducem mărimile  $y_i$ ,  $y_o$  definite de:

$$y_i = y_s + y_{11a} + y_{11f}, \quad (8.48)$$

$$y_o = y_L + y_{22a} + y_{22f}. \quad (8.49)$$

Rezolvând (8.46) și (8.47) și folosind (8.48) și (8.49) se obține

$$\frac{v_o}{i_s} = \frac{-(y_{21a} + y_{21f})}{y_i y_o - (y_{21a} + y_{21f})(y_{12a} + y_{12f})}. \quad (8.50)$$

Această expresie se poate pune sub forma ecuației reacției ideale (8.35), împărțind în (8.50) numărătorul și numitorul la  $y_i y_o$ :

$$\frac{v_o}{i_s} = \frac{\frac{-(y_{21a} + y_{21f})}{y_i y_o}}{1 + \frac{-(y_{21a} + y_{21f})}{y_i y_o} (y_{12a} + y_{12f})}. \quad (8.51)$$

Comparând (8.51) cu (8.35) se găsește că

$$a = -\frac{y_{21a} + y_{21f}}{y_i y_o}, \quad (8.52)$$

$$f = y_{12a} + y_{12f}. \quad (8.53)$$

În acest punct se pot face câteva aproximații care simplifică foarte mult calculele. În primul rând vom presupune că semnalul transmis prin amplificatorul de bază este mult mai mare decât semnalul transmis de la intrare spre ieșire prin rețeaua de reacție. Deoarece amplificatorul introduce un câștig (de obicei mare), iar rețeaua de reacție o atenuare, această presupunere este aproape invariabil valabilă. Ea se exprimă astfel:

$$|y_{21a}| \gg |y_{21f}|. \quad (8.54)$$

În al doilea rând vom presupune că semnalul transmis de la ieșire spre intrare prin rețeaua de reacție este mult mai mare decât acela transmis în același sens prin amplificatorul de bază. Deoarece multe dispozitive active au o transmisie inversă foarte mică amplificatorul de bază va avea și el o caracteristică similară, această presupunere fiind de asemenea aproape invariabil pe deplin valabilă. Ea se exprimă astfel :

$$|y_{12a}| \ll |y_{12f}| . \quad (8.55)$$

Folosind (8.54) și (8.55) în (8.51) se obține

$$\frac{v_o}{i_s} = A \approx \frac{\frac{-y_{21a}}{y_i y_o}}{1 + \left[ \frac{-y_{21a}}{y_i y_o} \right] y_{12f}} . \quad (8.56)$$

Comparând (8.56) cu (8.35) rezultă

$$a = - \frac{y_{21a}}{y_i y_o} , \quad (8.57)$$

$$f = y_{12f} . \quad (8.58)$$

O reprezentare sub forma unui circuit a relațiilor 8.57 și 8.58 se poate găsi în felul următor. Expresiile 8.54 și 8.55 arată că în fig. 8.13a generatorul de reacție al amplificatorului de bază și generatorul de transmisie directă al rețelei de reacție pot fi neglijate. Făcând această neglijare circuitul se poate redesena ca în fig. 8.13b, în care admitanțele  $y_{11f}$  și  $y_{22f}$  ale rețelei de reacție au fost absorbite în amplificatorul de bază împreună cu admitanțele de sursă și sarcină,  $y_s$  și  $y_L$ . Noul amplificator de bază include deci *efectul de încărcare* al rețelei de reacție inițiale, noua reacție fiind una ideală, ca aceea din fig. 8.9. Dacă se calculează funcția de transfer a amplificatorului de bază din fig. 8.13b (îndepărtând de la început rețeaua de reacție) se obține rezultatul dat de (8.57). La fel, funcția de transfer a rețelei de reacție din fig. 8.13b este dată de (8.58). Rezultă că fig. 8.13b constituie o *reprezentare sub forma unui circuit* a relațiilor 8.57 și 8.58.

Deoarece fig. 8.13b are o corespondență directă cu fig. 8.9 toate rezultatele obținute în Secțiunea 8.4.2 pentru circuitul din fig. 8.9 vor putea fi utilizate în mod direct. Efectul de încărcare al rețelei de reacție asupra amplificatorului de bază este acum inclus direct prin șuntarea intrării și ieșirii de către  $y_{11f}$  și respectiv  $y_{22f}$ . După cum rezultă din fig. 8.14 aceste admitanțe ale rețelei de reacție se calculează scurtcircuitând cealaltă pereche de borne. În practică  $y_{11f}$  se obține scurtcircuitând nodul de ieșire al amplificatorului și calculând apoi admitanța de intrare a circuitului de reacție. La fel admitanța  $y_{22f}$  se obține scurtcircuitând nodul de intrare al amplificatorului și calculând apoi admitanța de ieșire a circuitului de reacție. Funcția de transfer a rețelei de reacție,  $f$ , este dată, în conformitate cu (8.58), de admitanța de transfer invers, în scurtcircuit (definită în fig. 8.14). În cazurile concrete ea se calculează cu ușurință, de multe ori fiind posibilă obținerea sa direct, prin inspecția schemei. De observat că utilizarea parametrilor  $y$  în calculele ulterioare *nu* este necesară. Odată ce a fost stabilit circuitul din fig. 8.13b pentru calculul câștigului  $a$  al amplificatorului de bază se va putea utiliza oricare din metodele de analiză ale rețelelor. Reprezentarea ca diport a servit de fapt numai ca un instrument pentru ilustrarea modului în care se pot include în calcule efectele date de încărcarea amplificatorului.

Ca exemplu să considerăm circuitul — foarte cunoscut — cu reacție șunt-șunt care folosește un amplificator operațional, prezentat în fig. 8.15a. Circuitul echivalent este indicat în fig. 8.15b. În fig. 8.15c circuitul este redesenat pentru a se pune în evidență încărcarea amplificatorului de bază de către rețeaua de reacție. Parametrii  $y$  ai rețelei de reacție rezultă din fig. 8.15d:

$$y_{11f} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{v_2=0} = \frac{1}{R_F}, \quad (8.59)$$

$$y_{22f} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{v_1=0} = \frac{1}{R_F}, \quad (8.60)$$

$$y_{12f} = \left. \frac{i_1}{v_2} \right|_{v_1=0} = -\frac{1}{R_F} = f. \quad (8.61)$$

În conformitate cu (8.54) vom neglija  $y_{21f}$ .

Câștigul  $a$ , al amplificatorului de bază, se poate calcula din fig. 8.15c, punând  $i_f=0$ :

$$v_1 = \frac{z_i R_F}{z_i + R_F} i_i, \quad (8.62)$$

$$v_o = -\frac{r}{R + Z_o} a_v v_1 \quad (8.63)$$

unde

$$r = R_F \parallel R_L. \quad (8.64)$$

Înlocuind (8.62) în (8.63) se găsește

$$\frac{v_o}{i_i} = a = -\frac{R}{R + Z_o} a_v \frac{z_i R_F}{z_i + R_F}. \quad (8.65)$$

Folosind formulele deduse în Secțiunea 8.4.2 vom putea calcula acum toți parametrii circuitului cu reacție. Impedanțele de intrare și ieșire ale amplificatorului de bază *inclusiv* acum efectul de încărcare dat de rețeaua de reacție; după cum s-a arătat în Secțiunea 8.4.2 *aceste impedanțe* sunt acelea care se împart la  $(1+T)$ . Deci impedanța de intrare a amplificatorului de bază din fig. 8.15c va fi:

$$z_{ia} = R_F \parallel z_i = \frac{R_F z_i}{R_F + z_i}. \quad (8.66)$$

Expresia impedanței de intrare cu reacția aplicată este dată de:

$$Z_i = \frac{z_{ia}}{1+T}. \quad (8.67)$$

Pentru impedanța de ieșire a amplificatorului de bază se obține:

$$z_{oa} = z_o \parallel R_F \parallel R_L \quad (8.68)$$

care devine atunci când se aplică reacția

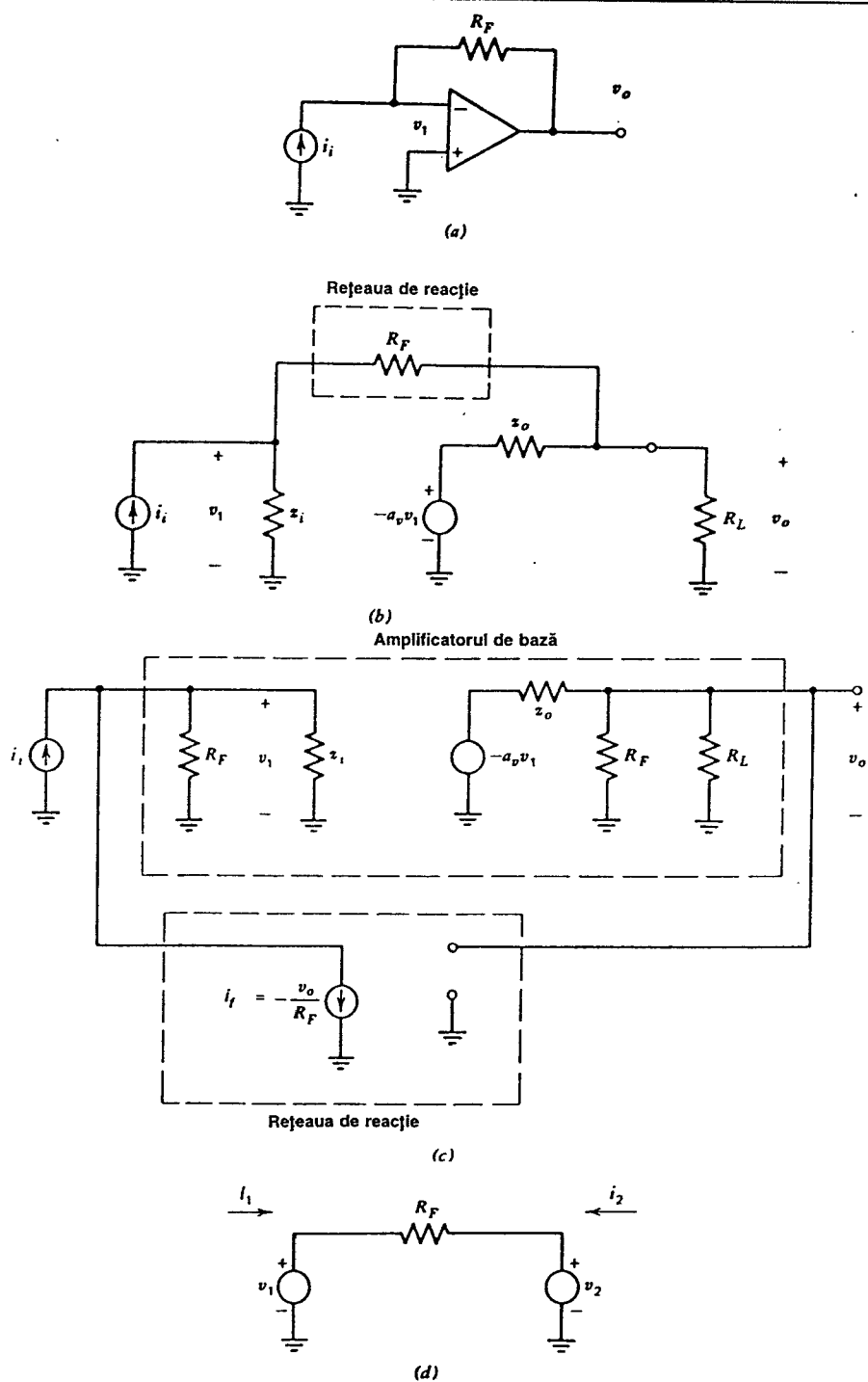


Fig. 8.15 (a) Circuit cu reacție șunt-șunt în care în calea directă se utilizează un amplificator operațional. (b) Circuitul echivalent pentru (a). (c) Împărțirea circuitului din (b) în calea directă și în calea de reacție. (d) Circuitul pentru calculul parametrilor  $y$  ai rețelei de reacție a circuitului din (b).



$$Z_o = \frac{z_o \parallel R_F \parallel R_L}{1 + T} . \quad (8.69)$$

De observat că aceste calcule se pot face utilizând circuitul din fig. 8.15c fără a mai fi nevoie să apelăm la parametrii  $y$ .

Deoarece câștigul pe buclă,  $T$ , este o mărime foarte importantă va fi calculat în continuare, folosind (8.61) și (8.65):

$$T = af = \frac{R_F R_L}{RR_L + z_o R_F + z_o R_L} a_v \frac{z_i}{z_i + R_F} . \quad (8.70)$$

De multe ori în timpul unor etape de proiectare este necesar să calculăm numai  $T$ . Acest calcul se poate face direct, calculând mărimea numită *raportul de returnare* ( $RR$ ). plecând de la circuitul echivalent din fig. 8.15b fără a mai fi nevoie să facem transformarea corespunzătoare din fig. 8.15c. Raportul de returnare este de fapt câștigul total în jurul buclei de reacție, obținut prin întreruperea buclei într-un punct convenabil și inserarea unui generator de test. După cum se poate constata din fig. 8.1 prin aplicarea acestei proceduri unei bucle de reacție ideale, în care  $a$  și  $f$  nu interacționează, raportul între semnalul transmis în jurul buclei și semnalul de intrare este  $-af = -T$ ; acesta este rezultatul care se obține prin întreruperea buclei de reacție din fig. 8.1 în orice punct (de exemplu, la intrarea amplificatorului de bază). Deci, în cazul ideal (și de fapt cu bună precizie în majoritatea cazurilor practice) raportul de returnare este egal cu câștigul pe buclă. Totuși, trebuie observat că în cazul în care încărcarea dată de rețeaua de reacție este importantă câștigul pe buclă calculat prin metoda ilustrată în fig. 8.15 poate să fie diferit de raportul de returnare<sup>2</sup>. Explicația pentru apariția acestei diferențe este că, deși metoda din fig. 8.15 oferă un rezultat corect pentru câștigul global și impedanțele văzute la terminalele circuitului, blocurile  $a$  și  $f$  care se determină sunt idealizate. Ca urmare produsul  $af$  nu este întotdeauna în mod necesar egal cu raportul de returnare.

Pentru a ilustra metoda să considerăm circuitul din fig. 8.16; bucla a fost întreruptă la generatorul de tensiune dependent (acolo unde nu există efecte de încărcare) și s-a inserat o tensiune de test  $v_x$ . Semnalul care apare la bornele generatorului de tensiune dependent este chiar semnalul transmis în jurul buclei, care se poate calcula astfel:

$$v_1 = \frac{z_i}{z_i + R_F} v_2 , \quad (8.71)$$

$$v_2 = v_x \frac{R_L \parallel (R_F + z_i)}{R_L \parallel (R_F + z_i) + z_o} . \quad (8.72)$$

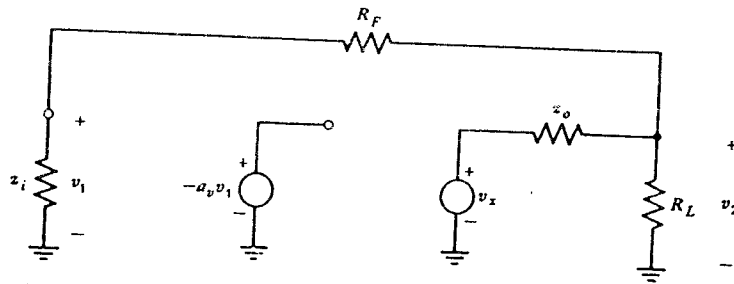


Fig. 8.16 Circuit pentru calculul câștigului pe buclă al circuitului din fig. 8.15b.

Înlocuind (8.72) în (8.71) se obține

$$\frac{v_1}{v_x} = \frac{z_i}{z_i + R_F} \frac{R_L(R_F + z_i)}{R_L(R_F + z_i) + z_o(R_L + R_F + z_i)} \quad (8.73)$$

Semnalul transmis în jurul buclei în fig. 8.16 este  $-a_v v_1$  iar raportul dintre acest semnal și semnalul de test  $v_x$  este raportul de returnare,  $RR$ :

$$RR = \frac{a_v v_1}{v_x} \quad (8.74)$$

Înlocuind (8.73) în (8.74) se obține

$$RR = \frac{R_F R_L}{R_F R_L + z_o R_F + z_o R_L} \frac{R_F}{R_F + z_i} a_v \frac{z_i}{z_i + R_F} \quad (8.75)$$

Acest rezultat este foarte apropiat de valoarea calculată pentru  $T$  din fig. 8.15c și dat în (8.70) dacă  $R_F \gg R_L$  sau  $z_i \ll R_F$ . Folosirea raportului de returnare  $RR$  pentru estimarea lui  $T$  este de multe ori mai simplă atât pentru calculele manuale cât și pentru simularea cu SPICE.

## ■ EXEMPLU

Presupunând că circuitul din fig. 8.15a este realizat folosind amplificatorul operațional 741 și că  $R_F = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  să se calculeze impedanțele la terminale, câștigul pe buclă și câștigul global al amplificatorului cu reacție la frecvențe joase. Datele tipice pentru amplificatorul 741 sunt:  $z_i = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $z_o = 75 \text{ }\Omega$ ,  $a_v = 200000$ .

Din (8.66) se obține impedanța de intrare la joasă frecvență a amplificatorului de bază care include încărcarea:

$$z_{ia} = \frac{10^6 \times 2 \times 10^6}{10^6 + 2 \times 10^6} \text{ }\Omega = 666,7 \text{ k}\Omega \quad (8.76)$$

Din (8.66) se obține impedanța de ieșire la joasă frecvență a amplificatorului de bază, care include încărcarea:

$$z_{oa} = 75 \text{ }\Omega \parallel 1 \text{ M}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega \approx 75 \text{ }\Omega \quad (8.77)$$

Câștigul pe buclă la joasă frecvență se determină din (8.70):

$$T = \frac{10^6 \times 10^4}{10^6 \times 10^4 + 75 \times 10^6 + 75 \times 10^4} \times 200000 \times \frac{2 \times 10^6}{2 \times 10^6 + 10^6} = 133333 \quad (8.78)$$

În acest caz câștigul pe buclă este într-adevăr mare. De observat că o valoare finită a rezistenței sursei de semnal de la intrare îl va reduce semnificativ.

Impedanța de intrare, cu reacția aplicată, se găsește înlocuind (8.76) și (8.78) în (8.67):

$$Z_i = \frac{666,7 \times 10^3}{133333} \text{ }\Omega = 5 \text{ }\Omega$$

Impedanța de ieșire cu reacția aplicată, se găsește înlocuind (8.77) și (8.78) în (8.69):

$$Z_o = \frac{75}{133333} \Omega = 0,000563 \Omega .$$

În practică efectele de ordinul doi din circuit pot determina valori mai mari pentru  $Z_o$ .

Funcția de transfer globală, cu reacție, poate fi determinată aproximativ din (8.8):

$$\frac{v_o}{i_i} = A \approx \frac{1}{f} . \quad (8.79)$$

Tinând cont de (8.61), (8.79) devine

$$\frac{v_o}{i_i} = A \approx -R_F .$$

Înlocuind valoarea rezistorului  $R_F$  rezultă

$$\frac{v_o}{i_i} = A \approx -1 \text{ M}\Omega . \quad (8.80)$$

O valoare mult mai exactă pentru  $A$  poate fi calculată folosind expresia 8.5. Deoarece în acest exemplu valoarea câștigului pe buclă este foarte mare este convenabilă rescrierea expresiei 8.5 astfel:

$$A = \frac{1}{f} \frac{1}{1 + \frac{1}{af}} = \quad (8.81)$$

$$A = \frac{1}{f} \frac{1}{1 + \frac{1}{T}} . \quad (8.82)$$

Deoarece în acest exemplu  $T$  este atât de mare,  $A$  diferă foarte puțin de  $1/f$ . Înlocuind în (8.82)  $T=133333$  și  $1/f=-1 \text{ M}\Omega$  se găsește

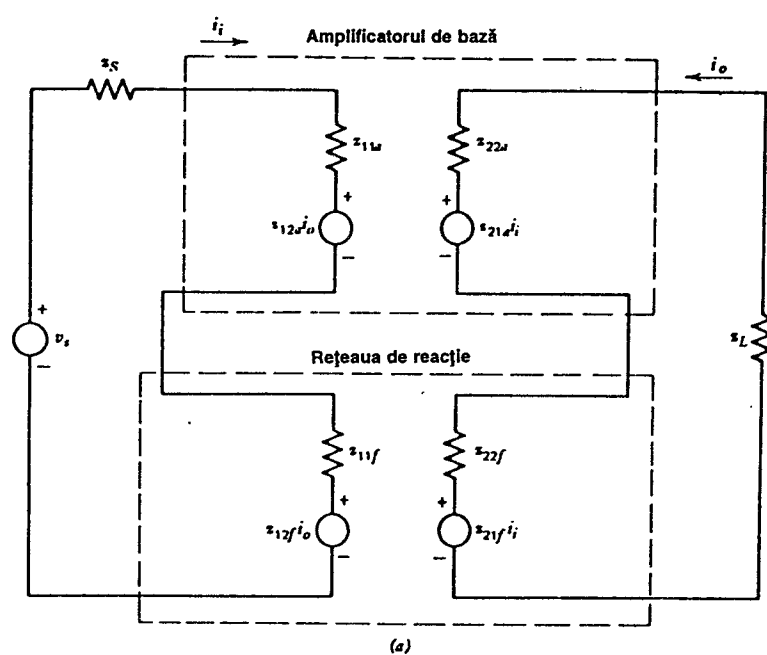
$$A = -999992 \Omega , \quad (8.83)$$

rezultat care arată că (8.80) este suficient de precisă pentru marea majoritate a aplicațiilor.

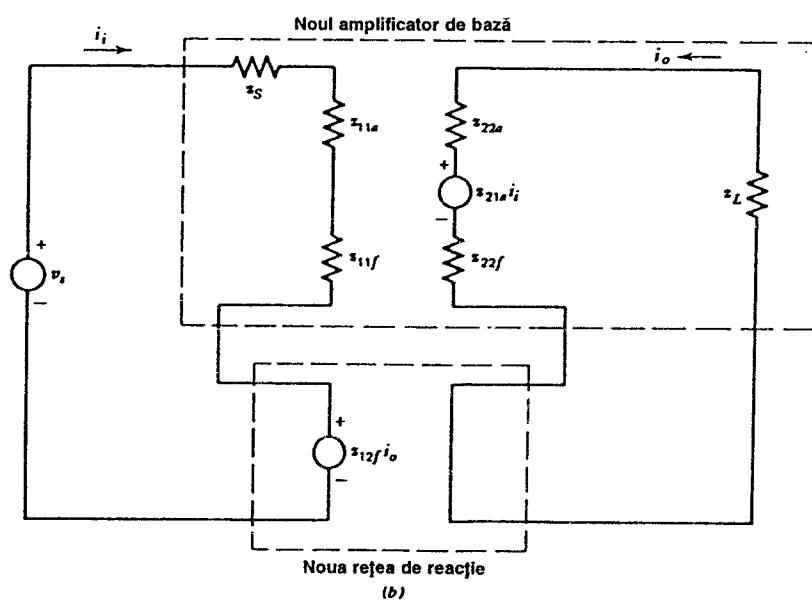
### 8.5.2 Reacția serie-serie

Fie conexiunea cu reacție serie-serie din fig. 8.12. Efectul dat de rețelele neideale se poate calcula folosind reprezentarea din fig. 8.17a.

În acest caz cea mai convenabilă reprezentare ca diport se face folosind parametrii  $z$  (impedanțe în gol) deoarece amplificatorul de bază și rețeaua de reacție sunt acum conectate în serie atât la intrare cât și la ieșire, având deci *curenții* prin terminale identici. După cum se indică în fig. 8.18 parametrii  $z$  exprimă tensiunile de la terminale în funcție de curenții de la terminale; ca urmare, în cazul în care cele două rețele au aceiași curenți la terminale utilizarea parametrilor  $z$  va face calculele foarte simple. În acest caz desfășurarea calculelor va fi replica duală a calculelor din Secțiunea 8.5.1.

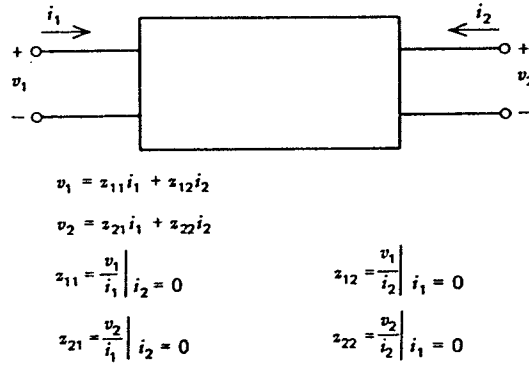


(a)



(b)

Fig. 8.17 (a) Circuitul echivalent general al unei configurații de reacție serie-serie; se utilizează reprezentarea prin parametrii  $z$ . (b) Circuitul din (a) redesenat fără generatoarele  $z_{12a}i_o$  și  $z_{21a}i_i$ .

Fig. 8.18 Reprezentarea unui diport prin parametrii  $z$ .

Scriind suma tensiunilor la intrare (vezi fig. 8.17) se obține:

$$v_s = (z_s + z_{11a} + z_{11f})i_i + (z_{12a} + z_{12f})i_o. \quad (8.84)$$

Scriind suma tensiunilor la ieșire, rezultă:

$$0 = (z_{21a} + z_{21f})i_i + (z_L + z_{22a} + z_{22f})i_o. \quad (8.85)$$

Este util să introducem mărimile  $z_i$  și  $z_o$  definite de

$$z_i = z_s + z_{11a} + z_{11f}, \quad (8.86)$$

$$z_o = z_L + z_{22a} + z_{22f}. \quad (8.87)$$

Neglijând transmisia inversă prin amplificatorul de bază presupunem că

$$|z_{12a}| \ll |z_{12f}|. \quad (8.88)$$

De asemenea, neglijând transmisia directă prin rețeaua de reacție, se poate scrie

$$|z_{21a}| \gg |z_{21f}|. \quad (8.89)$$

Cu aceste presupuneri se obține

$$\frac{i_o}{v_s} = A \approx \frac{\frac{-z_{21a}}{z_i z_o}}{1 + \left[ \frac{-z_{21a}}{z_i z_o} \right] z_{12f}} = \frac{a}{1 + af} \quad (8.90)$$

unde

$$a = -\frac{z_{21a}}{z_i z_o}, \quad (8.91)$$

$$f = z_{12f}. \quad (8.92)$$

O reprezentare sub forma unui circuit a mărimilor  $a$  și  $f$  din relația 8.91 respectiv

(8.88) și (8.89). În acest fel se obține reprezentarea aproximativă din fig. 8.17b în care noul amplificator de bază include efectele de încărcare date de rețeaua de reacție inițială. Noua rețea de reacție este una ideală, cu aceea din fig. 8.12. Funcția de transfer a amplificatorului de bază din fig. 8.17b este dată de (8.91), iar funcția de transfer a amplificatorului de bază din fig. 8.17b este dată de (8.91), iar funcția de transfer a rețelei de reacție din fig. 8.17b este dată de (8.92). Rezultă că fig. 8.17b constituie reprezentarea sub forma unui circuit a relațiilor 8.91 și 8.92.

Deoarece fig. 8.17b are o corespondență directă cu fig. 8.12 rezultatele obținute în Secțiunea 8.4.4 vor putea fi utilizate integral. Efectul de încărcare al rețelei de reacție asupra amplificatorului de bază este inclus prin conectarea impedanțelor  $z_{11f}$  și  $z_{22f}$  ale rețelei de reacție în serie la intrarea și, respectiv, ieșirea amplificatorului de bază. Termenii  $z_{11f}$  și  $z_{22f}$ , definiți în fig. 8.18, se obțin calculând impedanța văzută pe o pereche de terminale, cealaltă pereche de terminale fiind în gol. Funcția de transfer a rețelei de reacție,  $f$ , dată de (8.92), este *impedanța de transfer invers* a rețelei de reacție.

Să considerăm, de exemplu, tripletul cu reacție serie-serie din fig. 8.19a, care poate fi utilizat ca amplificator cu reacție, de bandă largă.  $R_{E2}$  este în mod obișnuit un rezistor de valoare mică cu care se citește curentul de la ieșire,  $i_o$ ; tensiunea care rezultă pe  $R_{E2}$  este preluată de divizorul  $R_F$  și  $R_{E1}$ , producând tensiunea de reacție pe rezistorul  $R_{E1}$ . În mod obișnuit  $R_F$  este mult mai mare decât  $R_{E1}$  și  $R_{E2}$ .

În acest caz teoria precedentă — bazată pe utilizarea diporților — nu se poate aplica direct deoarece amplificatorul de bază nu mai poate fi reprezentat printr-un diport. Cu toate acestea tehnica dezvoltată anterior, care folosea diporți, se poate utiliza dacă se fac unele modificări minore, observând că rețeaua de reacție se poate reprezenta printr-un diport ca în fig. 8.19b. Dificultatea care apare este dată de faptul că generatorul de reacție,  $z_{12}i_{e3}$ , se află în emitorul tranzistorului  $Q_1$  și nu în terminalul de intrare, unde el ar fi putut fi comparat direct cu semnalul  $v_s$ . Această dificultate se poate evita considerând schema echivalentă (vezi fig. 8.20) a porțiunii de intrare a circuitului din fig. 8.19b. Pentru această schemă echivalentă se poate scrie

$$v_s = i_i z_s + v_{be} + i_{e1} z_{11f} + z_{12f} i_{e3} \quad (8.93)$$

Înlocuind

$$i_{e3} = \frac{i_o}{\alpha_3} \quad (8.94)$$

în (8.93) se obține

$$v_s - z_{12f} \frac{i_o}{\alpha_3} = i_i z_s + v_{be} + i_{e1} z_{11f} \quad (8.95)$$

mărimile din aceste expresii fiind de *semnal mic*. Expresia 8.95 arată că generatorul de tensiune de reacție  $z_{12}(i_o/\alpha_3)$  se poate muta înapoi în serie cu terminalul de intrare; procedând în acest fel (vezi fig. 8.19c), expresiile anterioare nu se modifică. De observat că în această expresie a reacției apare câștigul în curent cu baza comună al lui  $Q_3$  deoarece curentul de ieșire este citit prin intermediul rezistorului  $R_{E2}$  în emitorul lui  $Q_3$ , pentru a trimite înapoi spre intrare un semnal de corecție. Această situație este curentă pentru majoritatea circuitelor în care la ieșire se realizează o reacție serie;  $\alpha_3$  al tranzistorului  $Q_3$  este în afara buclei de reacție. În

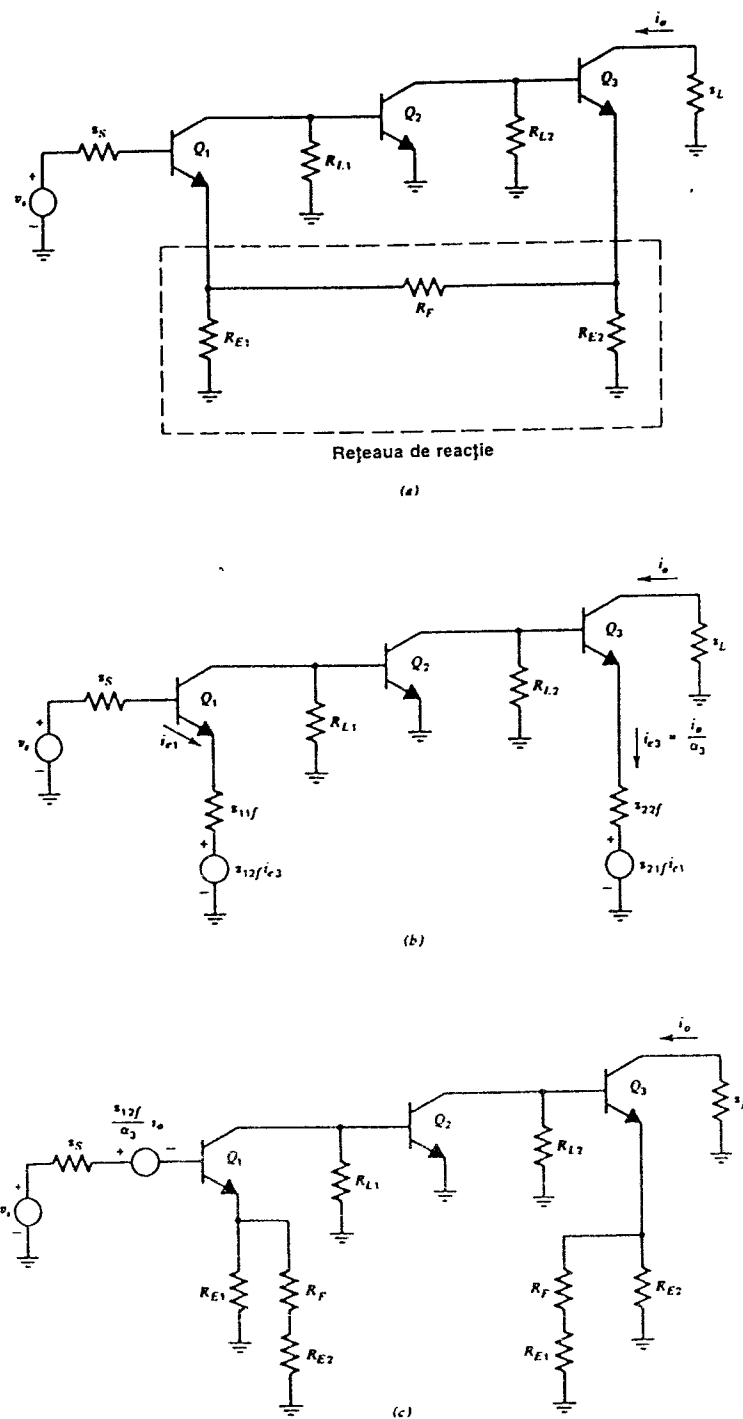


Fig. 8.19 (a) Triplet cu reacție serie-serie. (b) Circuitul din (a) redesenat utilizând reprezentarea rețelei de reacție prin parametrii  $z$ . Reprezentarea aproximativă a circuitului din (b).

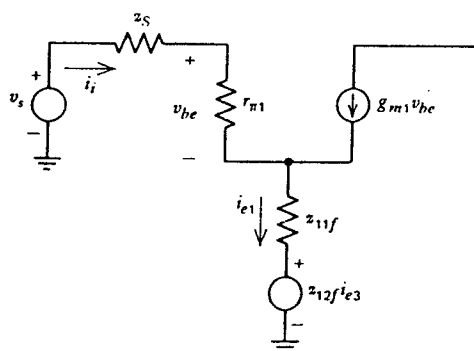


Fig. 8.20 Circuitul echivalent de semnal mic al etajului de intrare al circuitului din fig. 8.19b.

Parametrii  $z$  ai rețelei de reacție se pot determina din fig. 8.21:

$$z_{12f} = \frac{v_1}{i_2} \Big|_{i_1=0} = \frac{R_{E1} R_{E2}}{R_{E1} + R_{E2} + R_F}, \quad (8.96)$$

$$z_{22f} = \frac{v_2}{i_2} \Big|_{i_1=0} = R_{E2} \parallel (R_F + R_{E1}), \quad (8.97)$$

$$z_{11f} = \frac{v_1}{i_1} \Big|_{i_2=0} = R_{E1} \parallel (R_F + R_{E2}). \quad (8.98)$$

În conformitate cu (8.89), impedanța  $z_{21f}$  se neglijează.

Pe baza acestor rezultate circuitul din fig. 8.19b se poate redesena ca în fig. 8.19c. La fel ca și în calculele anterioare, s-a neglijat semnalul transmis prin rețeaua de reacție, de la intrare spre ieșire (în acest caz  $z_{21f}i_{e1}$ ). Generatorul de tensiune de reacție este plasat în serie cu terminalul de intrare; în acest fel la intrare există situația ideală în care cele două semnale se scad. Efectul de încărcare al amplificatorului de bază, dat de rețeaua de reacție, este reprezentat prin impedanțele din emitoarele tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_3$ . De observat că acest caz diferă oarecum de exemplul din fig. 8.17b prin aceea că impedanțele  $z_{11f}$  și  $z_{22f}$  ale rețelei de reacție apar, în fig. 8.17b în serie cu terminalul de intrare, pe când în fig. 8.19c aceste impedanțe apar în emitoarele lui  $Q_1$  și  $Q_2$ . Această situație, care se datorează faptului că amplificatorul de bază din circuitul din fig. 8.19a nu poate fi reprezentat ca diport cu parametrii  $z$ , nu introduce modificări în ceea ce privește metoda de analiză.

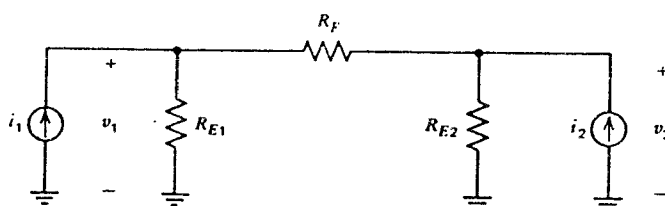


Fig. 8.21 Circuit pentru calculul parametrilor  $z$  ai rețelei de reacție, pentru circuitul din fig. 8.19a.



Deoarece generatorul de tensiune de reacție din fig. 8.19c este plasat chiar în serie cu intrarea și este proporțional cu  $i_o$ , se poate stabili o corespondență directă cu fig. 8.17b; ca urmare vom putea aplica rezultatele din Secțiunea 8.4.4. În continuare nu mai este nevoie de parametrul  $z$ , deoarece putem scrie direct, prin examinarea circuitului

$$\frac{i_o}{v_s} = A = \frac{a}{1 + af} \quad (8.99)$$

unde

$$f = \frac{z_{12f}}{\alpha_3} = \frac{1}{\alpha_3} \frac{R_{E1} R_{E2}}{R_{E1} + R_{E2} + R_F} \quad (8.100)$$

$a$  fiind transconductanța circuitului din fig. 8.19c, cu generatorul de reacție  $(z_{12f}/\alpha_3)i_o$  îndepărtat.

Impedanța de intrare văzută de  $v_s$ , cu reacția aplicată, este  $(1 + af) \times$  (impedanța de intrare a amplificatorului de bază din fig. 8.19c, incluzând încărcarea dată de rețeaua de reacție). Impedanța de ieșire cu reacția aplicată este de  $(1 + af)$  ori mai mare decât impedanța de ieșire a amplificatorului de bază, incluzând încărcarea dată de rețeaua de reacție.

Dacă valoarea câștigului pe buclă,  $T = af$ , este mare câștigul cu reacție este dat de:

$$A = \frac{i_o}{v_s} \approx \frac{1}{f} = \alpha_3 \frac{R_{E1} + R_{E2} + R_F}{R_{E1} R_{E2}}. \quad (8.101)$$

## ■ EXEMPLU

Un circuit integrat<sup>3</sup> bazat pe un triplet cu reacție serie-serie este MC 1553, a cărui schemă este dată în fig. 8.22a. Să se calculeze impedanțele de intrare și ieșire, câștigul pe buclă și câștigul global (cu reacție) la joasă frecvență.

Circuitul MC 1553 este un amplificator de bandă largă, cu o bandă de 50 MHz și un câștig în tensiune de 50. Câștigul circuitului este realizat de tripletul serie-serie compus din tranzistoarele  $Q_1$ ,  $Q_2$  și  $Q_3$ . Tensiunea de ieșire se obține pe rezistența de sarcină,  $R_C$ , fiind transferată la ieșire prin repetorul pe emitor  $Q_4$ , care asigură o impedanță de ieșire mică. Restul circuitului servește în mare măsură pentru polarizare, cu excepția capacităților  $C_p$ ,  $C_F$  și  $C_B$ . Capacitoarele  $C_p$  și  $C_F$  incluse pe cip sunt de valoare mică, de câțiva pF, asigurând stabilitatea buclei de reacție; modul în care acționează aceste capacități este descris în Capitolul 9. Capacitorul  $C_B$ , exterior cipului, este de valoare mare fiind folosit pentru decuplarea circuitului de polarizare la frecvențele de lucru.

**Calculul punctelor statice de funcționare.** Analiza circuitului începe cu calculul punctelor statice de funcționare. Valorile statice ale curenților sunt stabilite de curentul de referință,  $I_{RK}$ , care curge prin rezistorul  $R_K$ . Presupunând  $V_{BE(on)} = 0,6$  V și  $V_{CC} = 6$  V rezultă

$$I_{RK} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE(on)}}{R_K} \quad (8.102)$$

din care, prin înlocuirea valorilor numerice, rezultă

$$I_{RK} = \frac{6 - 1,2}{6000} \text{ A} = 0,80 \text{ mA}.$$

Curentul prin repetorul de ieșire  $Q_4$  este determinat de curenții care trec prin tranzistoarele  $Q_6$  și  $Q_8$ . Tranzistorul  $Q_8$  are o arie de emitor de trei ori mai mare decât aceea a tranzistoarelor  $Q_7$  și  $Q_6$  astfel că

$$I_{C8} = 3 \times 0,8 \text{ mA} = 2,4 \text{ mA} ,$$

$$I_{C6} = 0,8 \text{ mA} .$$

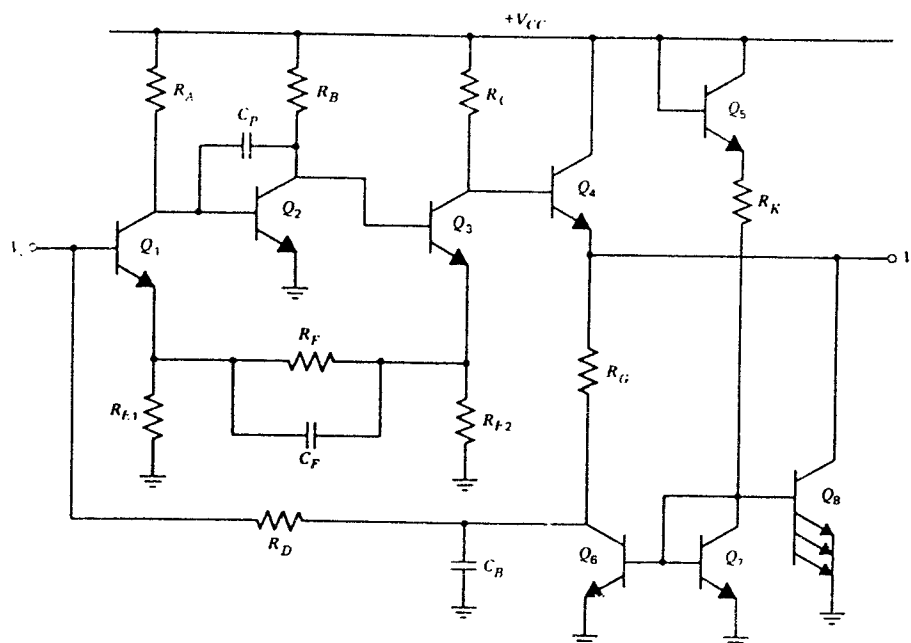
(în aceste calcule câștigul în curent  $\beta$  s-a presupus suficient de mare). Dacă valoarea curentului de bază al tranzistorului  $Q_1$  este mică, curenții  $I_{C6}$  și  $I_{C8}$  trec în totalitate prin  $Q_4$ :

$$I_{C4} \approx I_{C6} + I_{C8} . \quad (8.103)$$

Deci

$$I_{C4} \approx 3,2 \text{ mA} .$$

Tranzistorul  $Q_8$ , furnizează cea mai mare parte a curentului de polarizare a lui  $Q_4$ , care funcționează ca un etaj de ieșire în clasă A, repetor pe emitor, de tipul descris în Secțiunea 5.2. Funcția indeplinită de tranzistorul  $Q_6$  este aceea de a permite realizarea unei bucle de reacție negativă în curent continuu, pentru stabilizarea punctului static de funcționare. Rezistorul  $R_G$  este ales astfel încât să determine o cădere de tensiune de curent continuu suficientă pentru a se putea conecta  $R_D$  înapoi în baza tranzistorului  $Q_1$ .



$$R_{F1} = 100 \, \Omega, R_{F2} = 100 \, \Omega, R_F = 640 \, \Omega, R_A = 9 \, \text{k}\Omega, \\ R_H = 5 \, \text{k}\Omega, R_C = 600 \, \Omega, R_D = 12 \, \text{k}\Omega, R_G = 3 \, \text{k}\Omega, \\ R_K = 6 \, \text{k}\Omega$$

(a)

Fig. 8.22 (a) Schema circuitului integrat de bandă largă MC 1553. (b) Amplificatorul de bază al tripletei serie-serie din (a). (c) Circuitul echivalent de semnal mic al amplificatorului de bază din (b).

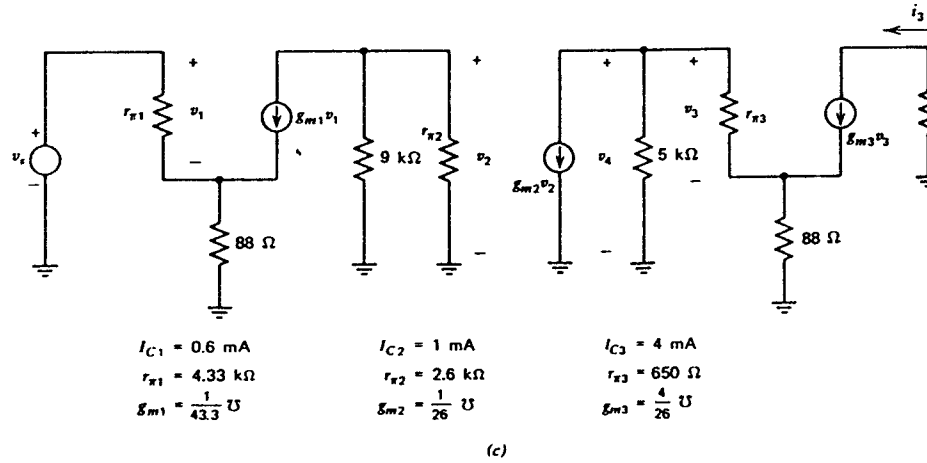
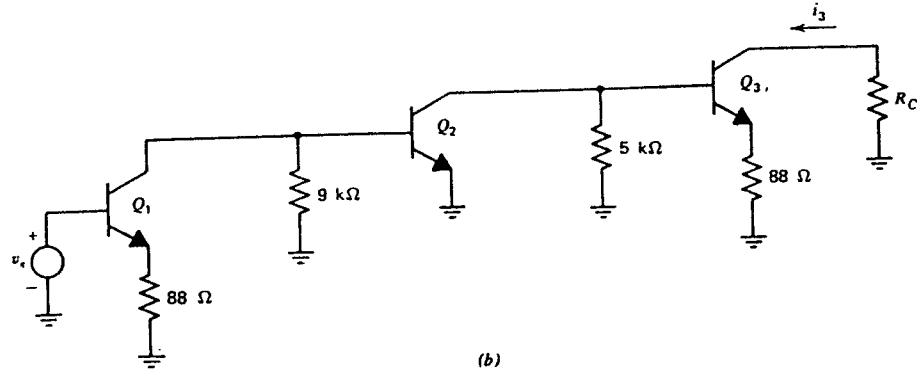


Fig. 8.22 (Continuare)

Tranzistoarele  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  și  $Q_4$  sunt deci prinse într-o buclă de reacție negativă, punctele statice de funcționare putând fi stabilite în mod aproximativ, după cum se arată în continuare.

Presupunând că tranzistorul  $Q_2$  este deschis și conduce, tensiunea din colectorul tranzistorului  $Q_1$  este de aproximativ 0,6 V, iar căderea de tensiune pe  $R_A$  de 5,4 V. Deci curentul care trece prin  $R_A$  este

$$I_{RA} = \frac{5,4}{R_A} = \frac{5,4}{9000} = 0,6 \text{ mA} . \quad (8.104)$$

Dacă se presupune câștigul în curent,  $\beta$ , suficient de mare rezultă că

$$I_{C4} \approx I_{RA} = 0,6 \text{ mA} . \quad (8.105)$$

Deoarece căderea de tensiune pe  $R_{E1}$  este mică, tensiunea în baza tranzistorului  $Q_1$  este de aproximativ 0,6 V. Deoarece valoarea curentului de bază a lui  $Q_1$  este mică tensiunea în colectorul lui  $Q_6$  va fi tot de 0,6 V, căderea de tensiune pe  $R_D$  fiind mică. Tensiunea de curent continuu la ieșire este dată de

$$V_O = V_{C6} + I_{C6} R_G . \quad (8.106)$$

Prin înlocuirea valorilor numerice rezultă:

$$V_o = (0,6 + 0,8 \times 3) \text{ V} = 3 \text{ V} .$$

Tensiunea în baza lui  $Q_4$  (colectorul lui  $Q_3$ ) este cu un  $V_{BE}$  peste  $V_o$ , fiind deci de 3,6 V. Curentul de colector a lui  $Q_3$  este dat de:

$$I_{C3} \approx \frac{V_{CC} - V_{C3}}{R_C} . \quad (8.107)$$

Prin înlocuirea valorilor numerice se obține:

$$I_{C3} \approx \frac{6 - 3,6}{600} \text{ A} = 4 \text{ mA} .$$

Tensiunea în baza lui  $Q_3$  (colectorul lui  $Q_2$ ) este:

$$V_{B3} \approx -I_{E3}R_{E2} + V_{BE(on)} \quad (8.108)$$

sau, numeric,

$$V_{B3} = V_{C2} = (4 \times 0,1 + 0,6) \text{ V} = 1 \text{ V} .$$

Curentul  $I_{C2}$  se determină din relația

$$I_{C2} \approx \frac{V_{CC} - V_{C2}}{R_B} \quad (8.109)$$

obținându-se

$$I_{C2} \approx \frac{6 - 1}{5000} \text{ A} = 1 \text{ mA} .$$

**Calculul de curent alternativ.** Analiza de curent alternativ va utiliza metoda de lucru dezvoltată anterior în acest capitol. Din punct de vedere al analizei de curent alternativ tripleta cu reacție compusă din tranzistoarele  $Q_1$ ,  $Q_2$  și  $Q_3$  (vezi fig. 8.22a) este identică cu circuitul din fig. 8.19a. Ca urmare rezultatele deduse anterior pentru circuitul din fig. 8.19a se vor putea aplica direct tripletei din fig. 8.22a. Valoarea câștigului în tensiune pentru circuitul din fig. 8.22a se obține prin înmulțirea transconductanța tripletei cu rezistența de sarcină,  $R_C$ , deoarece câștigul repetorului pe emitor  $Q_4$  este aproape unitar. De observat că din punct de vedere al semnalului alternativ rezistorul  $R_D$  se presupune la masă, datorită capacitorului de valoare mare  $C_B$ ; ca urmare el nu va avea nici o influență asupra funcționării circuitului, cu excepția efectului de șuntare la intrare, care va fi discutat mai târziu. Din (8.100) rezultă factorul de reacție,  $f$ , al tripletei serie-serie din fig. 8.22a:

$$f = \frac{1}{0,99} \frac{100 \times 100}{100 + 100 + 640} \Omega = 12,0 \Omega \quad (8.110)$$

unde s-a luat  $\beta = 100$ .

Dacă valoarea câștigului pe buclă este mare, transconductanța tripletei din fig. 8.22a se poate calcula din (8.101):

$$\frac{i_{o3}}{v_i} \approx \frac{1}{f} = \frac{1}{12} \text{ A/V} \quad (8.111)$$

unde  $i_{o3}$  este curentul de colector de semnal mic al tranzistorului  $Q_3$  din fig. 8.22a. Dacă impedanța de intrare a repetitorului pe emitor  $Q_4$  este mare, atunci rezistența de sarcină văzută de tranzistorul  $Q_3$  este  $R_C = 600 \, \Omega$ , câștigul în tensiune al circuitului fiind dat de:

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{i_{o3}}{v_s} \times R_C. \quad (8.112)$$

Înlocuind (8.111) în (8.112) se găsește

$$\frac{v_o}{v_s} = -50. \quad (8.113)$$

Să discutăm acum câștigul pe buclă al circuitului din fig. 8.22a. Pentru a calcula câștigul  $a$ , vom utiliza pentru amplificatorul de bază reprezentarea din fig. 8.19c. În fig. 8.22b s-a redesenat fig. 8.19c folosindu-se valorile numerice concrete, corespunzătoare acestui exemplu, generatorul de reacție fiind omis și presupunând că  $z_s = 0$ . Circuitul echivalent de semnal mic la joasă frecvență este dat în fig. 8.22c (s-a presupus  $\beta = 100$ ). Determinarea valorii câștigului amplificatorului de bază este directă:

$$a = \frac{i_3}{v_s} = 20,3 \, \text{A/V}. \quad (8.114)$$

Din (8.110) și (8.114) se obține

$$T = af = 12 \times 20,3 = 243,6. \quad (8.115)$$

Transconductanța tripletei se poate calcula acum mult mai precis din (8.99) rezultând:

$$\frac{i_{o3}}{v_s} = \frac{a}{1+T} = \frac{20,3}{244,6} \, \text{A/V} = 0,083 \, \text{A/V}. \quad (8.116)$$

Înlocuind (8.116) în (8.112) se obține valoarea câștigului global

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{i_{o3}}{v_s} R_C = -0,083 \times 600 = -49,8. \quad (8.117)$$

Acest rezultat este apropiat de valoarea aproximativă dată de (8.113).

Impedanța de intrare a amplificatorului de bază se determină urmărind fig. 8.22c:

$$r_{ia} = 13,2 \, \text{k}\Omega. \quad (8.118)$$

Impedanța de intrare cu reacție este dată de:

$$R_i = r_{ia}(1+T). \quad (8.119)$$

Înlocuind (8.118) și (8.115) în (8.119) se găsește

$$R_i = 13,2 \times 244,6 \, \text{k}\Omega = 3,23 \, \text{M}\Omega. \quad (8.120)$$

După cum era de așteptat reacția serie la intrare duce la o valoare mare a impedanței de intrare. Însă în acest exemplu rezistorul de polarizare  $R_D$  șuntează intrarea pentru semnalele de curent alternativ și se află în afara buclei de reacție. Valoarea rezistenței de intrare în acest circuit este determinată de rezistorul  $R_D$  de  $12 \, \text{k}\Omega$ , deoarece este mult mai mic decât  $R_i$ . În încheiere să calculăm impedanța de ieșire a circuitului. Impedanța de ieșire a tripletei se poate determina din fig. 8.22c prin includerea rezistenței de ieșire,  $r_o$ , în modelul pentru  $Q_3$ . Rezistența care se obține se multiplică apoi cu  $(1+T)$ , obținându-se rezistența de ieșire a

tripletei cu reacția aplicată. Valoarea care se obține este mult mai mare decât valoarea rezistorului de sarcină din colectorul lui  $Q_3$ ,  $R_C$ , care este de  $600 \Omega$ . Deci, practic, rezistența de ieșire a întregului circuit va fi dată de rezistența de ieșire a repetorului pe emitor,  $Q_4$ , comandat de o sursă de semnal cu o rezistență internă de  $600 \Omega$ :

$$R_o = \frac{1}{g_{m4}} + \frac{R_C}{\beta_4} = \left[ \frac{26}{3,2} + \frac{600}{100} \right] \Omega = 14 \Omega . \quad (8.121)$$

### 8.5.3 Reacția serie-șunt

Reacția serie-șunt a fost prezentată principal în fig. 8.4. Amplificatorul de bază și rețeaua de reacție au același curent la intrare și aceeași tensiune la ieșire. Reprezentarea ca diport care folosește ca variabile independente curentul de la intrare și tensiunea de la ieșire este aceea cu parametrii  $h$ , hibridi, indicată în fig. 8.23. Circuitul corespunzător reacției serie-șunt, în care rețelele neideale se reprezintă cu parametrii  $h$ , capătă forma din fig. 8.24a. Scriind suma tensiunilor la intrare se obține

$$v_s = (z_s + h_{11a} + h_{11f})i_i + (h_{12a} + h_{12f})v_o . \quad (8.122)$$

Adunând curenții la ieșire rezultă

$$0 = (h_{21a} + h_{21f})i_i + (y_L + h_{22a} + h_{22f})v_o . \quad (8.123)$$

Introducând următorii parametri, definiți de relațiile

$$z_i = z_s + h_{11a} + h_{11f} , \quad (8.124)$$

$$y_o = y_L + h_{22a} + h_{22f} \quad (8.125)$$

și presupunând, la fel ca înainte, că

$$|h_{12a}| \ll |h_{12f}| , \quad (8.126)$$

$$|h_{21a}| \gg |h_{21f}| \quad (8.127)$$

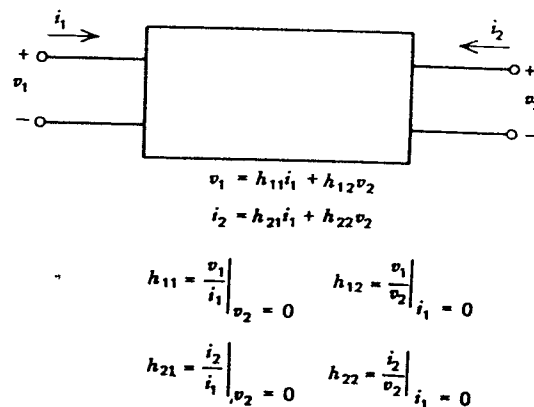


Fig. 8.23 Reprezentarea unui diport prin parametrii  $h$ .

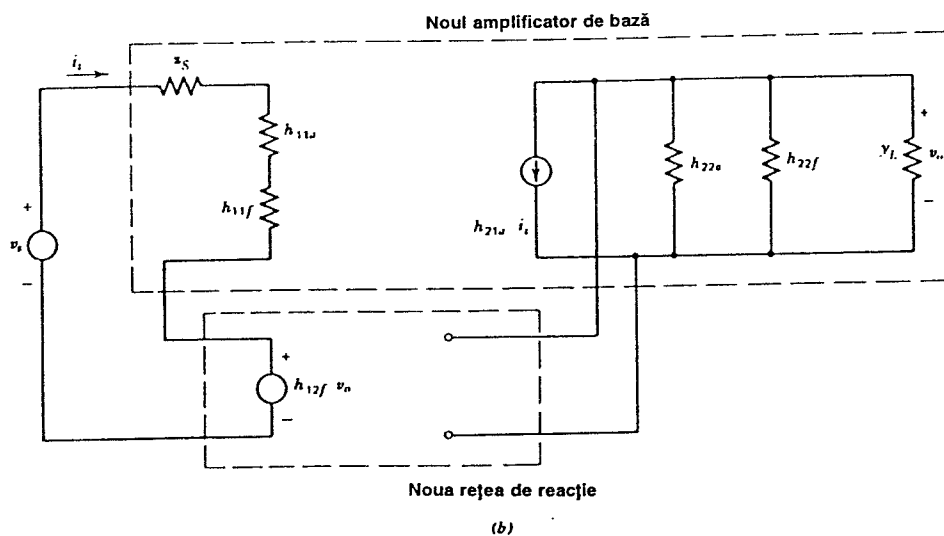
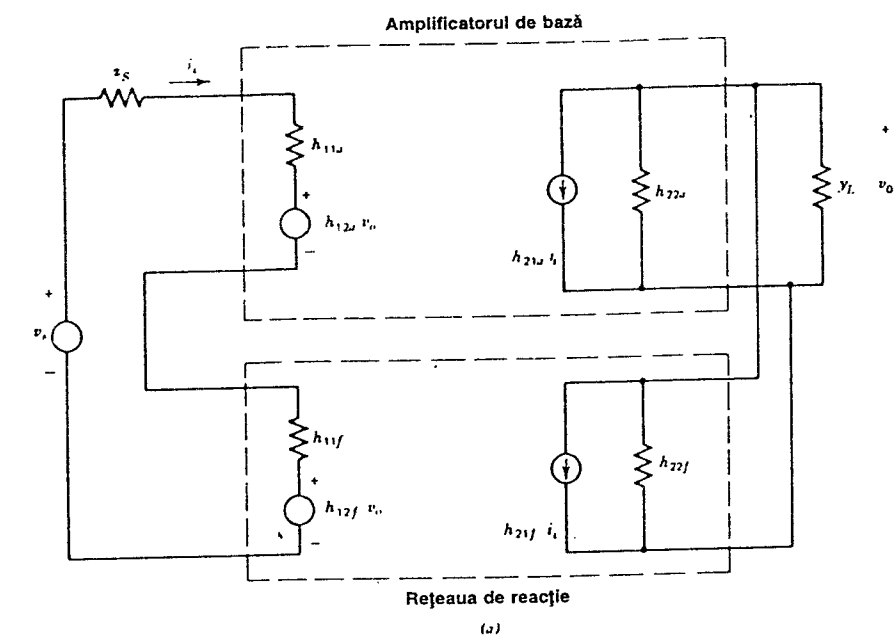


Fig. 8.24 (a) Circuitul echivalent general al unei configurații cu reacție serie-șunt; se utilizează reprezentarea prin parametrii  $h$ . (b) Circuitul din (a) redesenat cu generatoarele  $h_{21f} i_i$  și  $h_{21u} i_i$  omise.

se poate arăta că

$$\frac{v_o}{v_i} = A \approx \frac{\frac{-h_{21a}}{z_i y_o}}{1 + \left[ -\frac{h_{21a}}{z_i y_o} \right] h_{12f}} = \frac{a}{1 + af} \quad (8.128)$$

unde

$$a = -\frac{h_{21a}}{z_i y_o}, \quad (8.129)$$

$$f = h_{12f}. \quad (8.130)$$

Reprezentarea sub forma unui circuit a mărimilor  $a$  din (8.129) și  $f$  din (8.130) se obține eliminând generatoarele  $h_{12a}v_o$  și  $h_{21f}i_i$  din fig. 8.24a, în conformitate cu sugestia făcută de aproximațiile (8.126) și (8.127). Se ajunge la reprezentarea aproximativă din fig. 8.24b în care noul amplificator de bază include efectele date de încărcarea rețelei de reacție inițiale. La fel ca și în exemplele anterioare, fig. 8.24b constituie o reprezentare a expresiilor 8.128, 8.129 și 8.130, corespunzând formei pe care o are o buclă de reacție ideală. Rezultă că acestui circuit i se pot aplica toate expresiile deduse în *Secțiunea 8.4.1*.

În calitate de exemplu să considerăm circuitul foarte cunoscut al unui amplificator operațional cu reacție serie-șunt, din fig. 8.25, care se potrivește exact modelului descris anterior. Vom determina mai întâi parametrii  $h$  ai rețelei de reacție (vezi fig. 8.26);

$$h_{22f} = \frac{i_2}{v_2} \Big|_{i_1=0} = \frac{1}{R_F + R_E}, \quad (8.131)$$

$$h_{12f} = \frac{v_1}{v_2} \Big|_{i_1=0} = \frac{R_E}{R_E + R_F}, \quad (8.132)$$

$$h_{11f} = \frac{v_1}{i_1} \Big|_{v_2=0} = R_E \parallel R_F. \quad (8.133)$$

În concordanță cu (8.127) vom neglija  $h_{21f}$ . Schema echivalentă a amplificatorului cu reacție, care include efectele de încărcare este prezentată în fig. 8.27 având o corespondență directă cu fig. 8.24b (singura diferență constă în faptul că la ieșirea amplificatorului operațional se folosește o reprezentare Thévenin și nu una Norton). Câștigul  $a$  al amplificatorului de bază se obține din fig. 8.27, după ce mai întâi pasivizăm generatorul de reacție:

$$a = \frac{z_i}{z_i + R} a_v \frac{z_{LX}}{z_{LX} + z_o} \quad (8.134)$$

unde

$$R = R_E \parallel R_F, \quad (8.135)$$

$$z_{LX} = z_L \parallel (R_E + R_F). \quad (8.136)$$



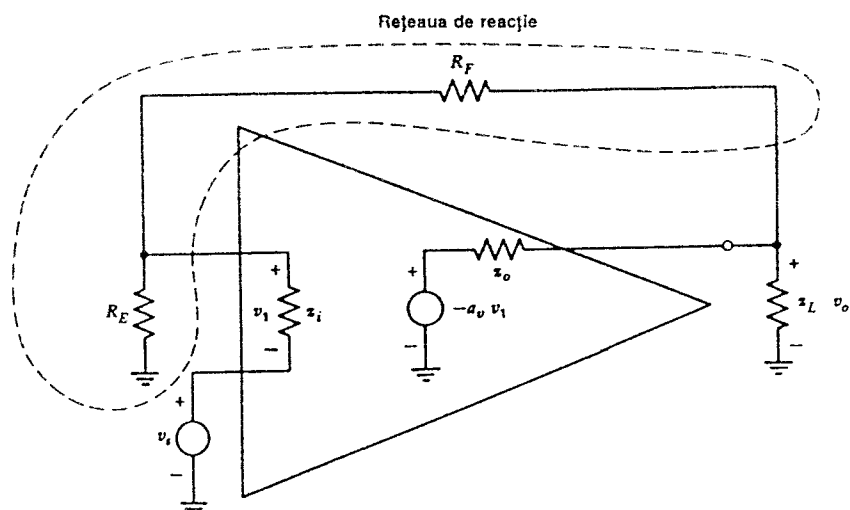


Fig. 8.25 Circuit cu reacție serie-șunt în care în calea directă se utilizează un amplificator operațional.

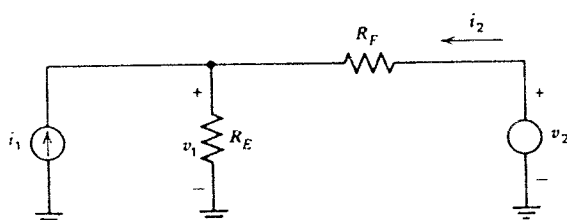


Fig. 8.26 Circuit pentru determinarea parametrilor \$h\$ ai rețelei de reacție din fig. 8.25.

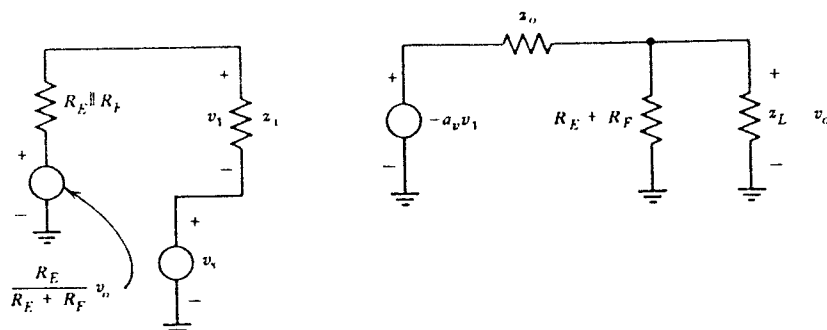


Fig. 8.27 Circuitul echivalent pentru circuitul din fig. 8.25.

De asemenea, expresia factorului de reacție este

$$f = \frac{R_E}{R_E + R_F} \quad (8.137)$$

Expresia câștigului global al circuitului cu reacție este

$$A = \frac{v_o}{v_s} = \frac{a}{1 + af} \quad (8.138)$$

Pentru a evalua mărimea  $A$  se înlocuiesc (8.134) și (8.137) în (8.138).

### ■ EXEMPLU

Să presupunem că circuitul din fig. 8.25 se realizează folosind un amplificator diferențial pentru care parametrii de joasă frecvență au următoarele valori:  $z_i = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $z_o = 10 \text{ k}\Omega$  și  $a_v = 3000$ . Să se calculeze impedanța de intrare a amplificatorului cu reacție la frecvențe joase dacă  $R_E = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_F = 20 \text{ k}\Omega$  și  $z_L = 10 \text{ k}\Omega$ . De observat că în acest caz  $z_o$  nu este de valoare mică, așa cum se întâmplă de obicei pentru amplificatoarele operaționale, situație care poate apare în unele aplicații.

Modul cel mai convenabil de rezolvare este de a calcula mai întâi impedanța de intrare a amplificatorului de bază și de a o înmulți apoi cu  $(1 + T)$  obținând astfel impedanța de intrare a amplificatorului cu reacție, în conformitate cu expresia 8.25. Impedanța de intrare a amplificatorului de bază rezultă direct, prin examinarea fig. 8.27:

$$z_{ia} = z_i + R_E \parallel R_F = (100 + 5 \parallel 20) \text{ k}\Omega = 104 \text{ k}\Omega .$$

Combinăția paralel a lui  $z_L$  și  $(R_F + R_E)$  din fig. 8.27 are valoarea

$$z_{LX} = \frac{10 \times 25}{35} = 7,14 \text{ k}\Omega .$$

Înlocuind în (8.134), se obține pentru câștigul amplificatorului de bază din fig. 8.27, valoarea

$$a = \frac{100}{100 + 4} \times 3000 \times \frac{7,14}{7,14 + 10} = 1202 .$$

Factorul de reacție,  $f$ , al acestui circuit este

$$f = \frac{5}{5 + 20} = 0,2 .$$

Câștigul pe buclă are valoarea

$$T = af = 1202 \times 0,2 = 240 .$$

Impedanța de intrare a amplificatorului cu reacție este deci

$$Z_i = z_{ia} (1 + T) = 104 \times 241 \text{ k}\Omega = 25 \text{ M}\Omega .$$

În acest exemplu încărcarea la ieșire dată de  $R_F + R_E$  are un efect semnificativ asupra câștigului  $a$  al amplificatorului de bază și deci asupra impedanței de intrare a amplificatorului cu reacție.

Să considerăm tot în calitate de exemplu de circuit cu reacție serie-șunt tripleta serie-serie din fig. 8.19a, la care însă semnalul de ieșire este acum tensiunea care se culege în emitorul lui  $Q_3$  (vezi fig. 8.28). Acest exemplu ilustrează și modul în care un același circuit poate realiza două configurații diferite de reacție în funcție de nodul din care este luat semnalul de ieșire. La fel ca și în cazul din fig. 8.19a amplificatorul de bază din fig. 8.28 nu poate fi reprezentat ca un diport. Cu toate acestea, rețeaua de reacție se poate reprezenta ca

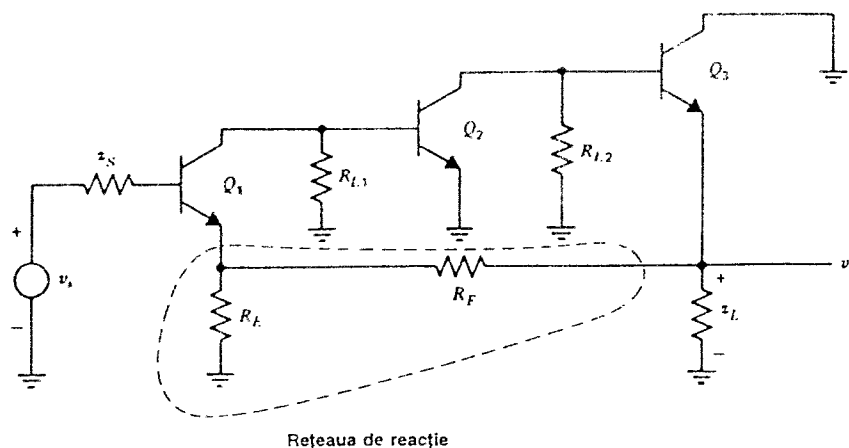


Fig. 8.28 Circuit cu reacție serie-șunt.

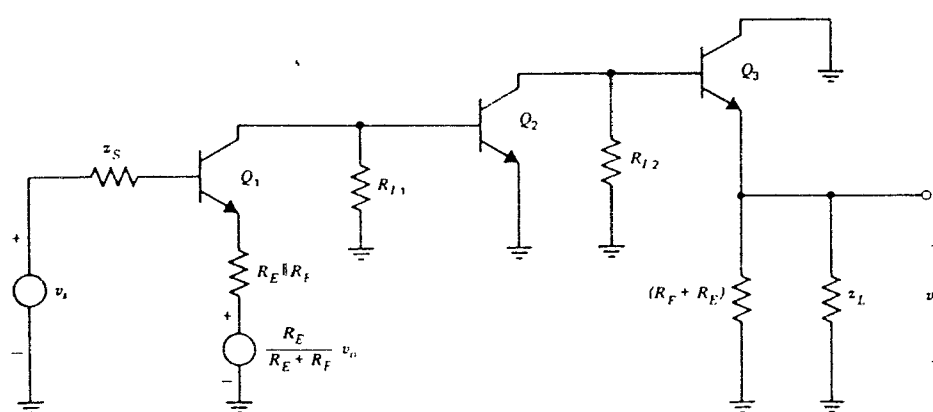
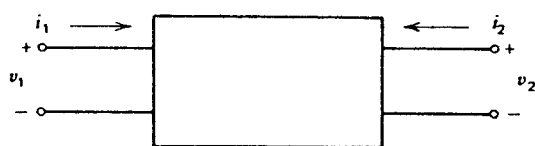


Fig. 8.29 Circuitul echivalent al circuitului din fig. 8.28, utilizând reprezentarea rețelei de reacție ca diport.

un diport, parametrii convenabili fiind parametrii  $h$  (vezi fig. 8.29). Parametrii  $h$  pentru această rețea de reacție sunt dați de (8.131), (8.132) și (8.133). Se neglijează  $h_{21f}$ . Analiza circuitului din fig. 8.29 se desfășoară apoi în modalitatea obișnuită, este bine însă de subliniat un ultim aspect. Dacă se compară circuitele din fig. 8.29 și fig. 8.19c (presupunând că  $R_{E2}$  din fig. 8.19c este egală cu  $z_L$  din fig. 8.29, pentru a le face identice), este evidentă o mică diferență. În fig. 8.19c rezistența din emitorul lui  $Q_1$  este  $R_{E1} \parallel (R_F + R_{E2})$  în timp ce în fig. 8.29 este  $R_E \parallel R_F$ . Această diferență este insignifiantă fiind de fapt o măsură a gradului de aproximație implicat de această analiză.

#### 8.5.4 Reacția șunt-serie

Schema de principiu a reacției șunt-serie a fost prezentată în fig. 8.11. În acest caz amplificatorul de bază și rețeaua de reacție au la intrare aceeași tensiune iar la ieșire același curent. Pentru acest caz cei mai potriviți sunt parametrii hibridi,  $g$ , definiți în fig. 8.30.



$$i_1 = g_{11} v_1 + g_{12} i_2$$

$$v_2 = g_{21} v_1 + g_{22} i_2$$

$$g_{11} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{i_2 = 0} \quad , \quad g_{12} = \left. \frac{i_1}{i_2} \right|_{v_1 = 0}$$

$$g_{21} = \left. \frac{v_2}{v_1} \right|_{i_2 = 0} \quad , \quad g_{22} = \left. \frac{v_2}{i_2} \right|_{v_1 = 0}$$

Fig. 8.30 Reprezentarea unui diport prin parametrii  $g$ .

Circuitul cu reacție este prezentat în fig. 8.31a. La intrarea circuitului

$$i_s = (y_s + g_{11a} + g_{11f}) v_i + (g_{12a} + g_{12f}) i_o \quad (8.139)$$

iar la ieșire

$$0 = (g_{21a} + g_{21f}) v_i + (z_L + g_{22a} + g_{22f}) i_o \quad (8.140)$$

Întroducând următorii parametri, definiți de relațiile

$$y_i = y_s + g_{11a} + g_{11f} \quad , \quad (8.141)$$

$$z_o = z_L + g_{22a} + g_{22f} \quad (8.142)$$

și făcând presupunerile

$$|g_{12a}| \ll |g_{12f}| \quad , \quad (8.143)$$

$$|g_{21a}| \gg |g_{21f}| \quad (8.144)$$

se poate arăta că

$$\frac{i_o}{i_s} = A \approx \frac{\frac{-g_{21a}}{y_i z_o}}{1 + \left[ -\frac{g_{21a}}{y_i z_o} \right] g_{12f}} = \frac{a}{1 + af} \quad (8.145)$$

unde

$$a = -\frac{g_{21a}}{y_i z_o} \quad , \quad (8.146)$$

$$f = g_{12f} \quad (8.147)$$

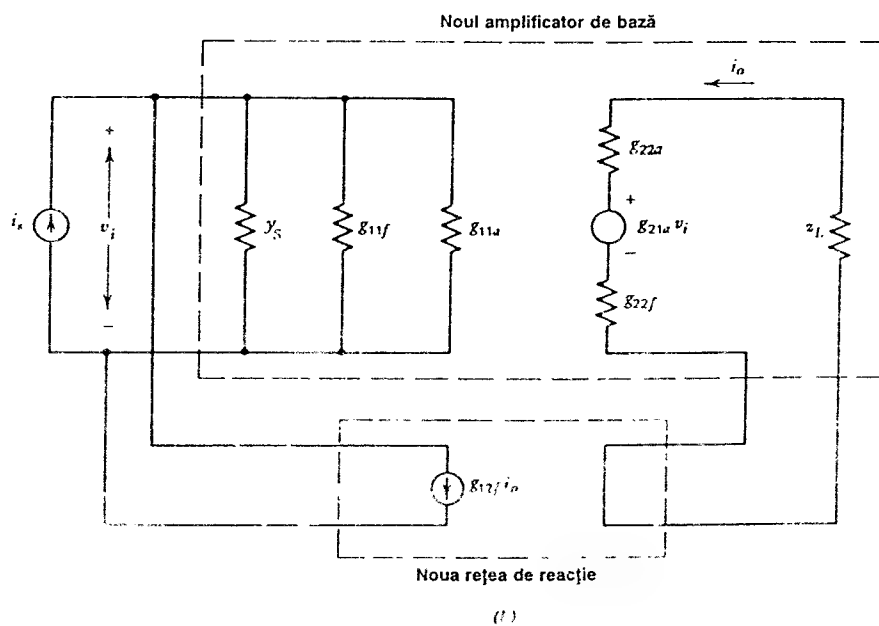
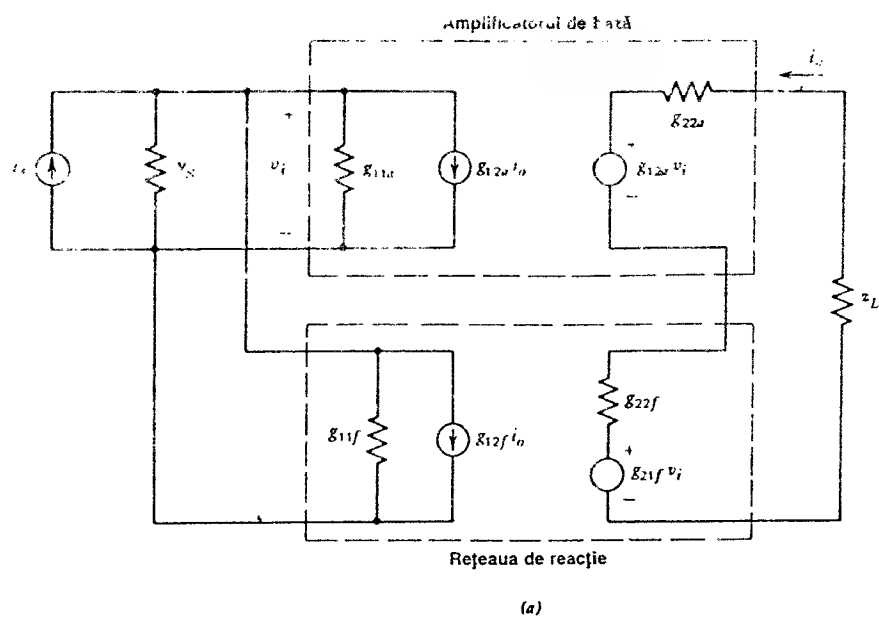


Fig. 8.31 (a) Circuitul echivalent general al unei configurații de reacție șunt-serie; se utilizează reprezentarea cu parametrii  $g$ . (b) Circuitul din (a) redesenat cu generatoarele  $g_{21a}v_i$  și  $g_{12a}i_o$  omise.

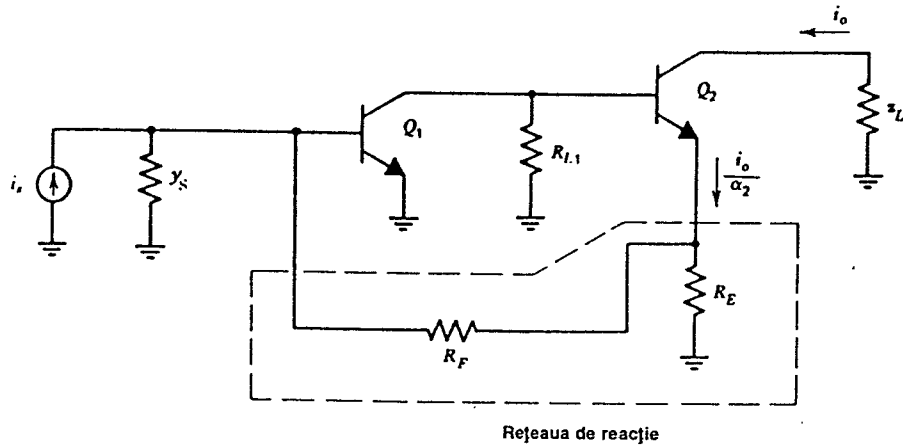


Fig. 8.32 Perechea cu reacție de curent.

Urmând aceeași procedură ca și în exemplele anterioare, se găsește și în acest caz o reprezentare printr-un circuit; eliminând generatoarele  $g_{21f}v_i$  și  $g_{21a}i_o$  se ajunge la reprezentarea aproximativă din fig. 8.31b. Deoarece această reprezentare corespunde formei pe care o are un circuit cu reacție ideal se vor putea utiliza toate rezultatele din Secțiunea 8.4.3.

Un amplificator cu reacție șunt-serie des întâlnit îl constituie perechea cu reacție de curent din fig. 8.32. Deoarece amplificatorul de bază din fig. 8.32 nu poate fi reprezentat printr-un diport nu este posibilă folosirea directă a circuitului din fig. 8.31. Totuși, la fel ca și în exemplele anterioare rețeaua de reacție *se poate* reprezenta printr-un diport, parametrii  $g$  — calculați folosind fig. 8.33 — fiind:

$$g_{11f} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{i_2=0} = \frac{1}{R_E + R_F}, \quad (8.148)$$

$$g_{12f} = \left. \frac{i_1}{i_2} \right|_{v_1=0} = -\frac{R_E}{R_E + R_F}, \quad (8.149)$$

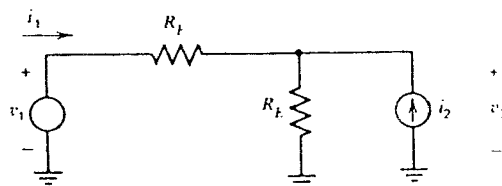
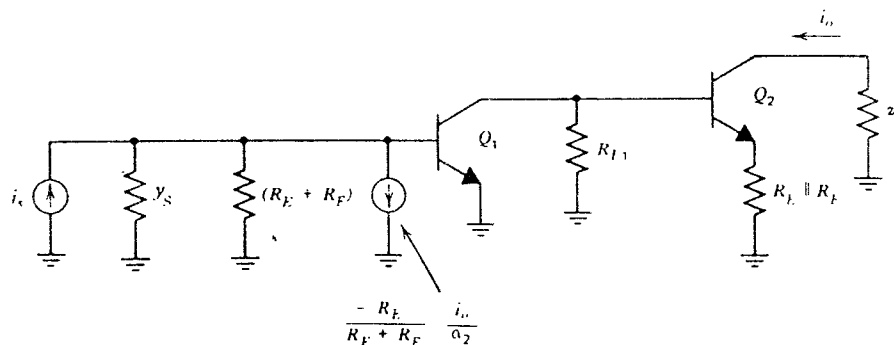
$$g_{22f} = \left. \frac{v_2}{i_2} \right|_{v_1=0} = R_E \parallel R_F. \quad (8.150)$$

În conformitate cu (8.114) se neglijează  $g_{21f}$ . Presupunând că  $g_{21f}v_i$  este neglijabil, circuitul din fig. 8.32 se poate redesena ca în fig. 8.34. Acest circuit realizează la intrare situația ideală în care cele două semnale se scad.

Factorul de reacție se identifică direct

$$f = -\frac{R_E}{R_E + R_F} \frac{1}{\alpha_2}. \quad (8.151)$$

Câștigul,  $a$ , al amplificatorului de bază se determină prin calcularea câștigului în curent al circuitului din fig. 8.34 în care se pasivizează generatorul de curent de reacție. Câștigul în curent, global, al amplificatorului cu reacție se poate calcula apoi din (8.40).

Fig. 8.33 Circuit pentru calculul parametrilor  $g$  ai rețelei de reacție din fig. 8.32.Fig. 8.34 Circuit pentru calculul parametrilor  $g$  ai rețelei de reacție din fig. 8.32.

### 8.5.5 Rezumat

Rezultatele obținute anterior pentru circuitele concrete cu reacție și efectele de încărcare date de rețeaua de reacție se pot rezuma după cum urmează.

Se începe obligatoriu cu identificarea variabilele de intrare și de ieșire și a tipului de reacție — serie sau șunt — la intrare și ieșire

Factorul de reacție,  $f$ , se găsește procedând în felul următor. Dacă la *intrare* reacția este *șunt*, se scurtcircuitază la masă nodul de intrare în care se aplică reacția și se calculează *curentul* de reacție. Dacă la *intrare* reacția este *serie* se lasă *în gol* nodul de intrare în care se aplică reacția și se calculează *tensiunea* de reacție. În ambele cazuri, dacă la *ieșire* reacția este *șunt*, se va ataca rețeaua de reacție cu un *generator de tensiune*. Dacă la *ieșire* reacția este *serie* atacul se va face cu un *generator de curent*.

Efectul de încărcare dat de rețeaua de reacție asupra amplificatorului de bază se determină în modul următor. Dacă la *intrare* reacția este *șunt* efectul de încărcare dat de rețeaua de reacție la *ieșire* se obține *scurtcircuitând* la masă nodul de intrare în care se aplică reacția. Dacă la *intrare* reacția este *serie* efectul de încărcare dat de rețeaua de reacție la *ieșire* se obține lăsând *în gol* nodul de intrare în care se aplică reacția. Efectul de încărcare dat de rețeaua de reacție la *intrare* se obține în mod similar *scurtcircuitând* la masă sau lăsând *în gol* nodul de intrare din care se ia reacția, după cum reacția este la *ieșire șunt*, respectiv *serie*.

Acese „rețete” împreună cu alte informații utile sunt rezumate în *Tabelul 8.1*

Tabelul 8.1

Tipul de reacție	Reprezentarea ca diport prin parametrii	Mărimea de la ieșire	Mărimea de la intrare	Funcția de transfer stabilizată	$Z_i$	$Z_o$	Pentru a calcula încărcarea dată de rețeaua de reacție		Pentru a calcula funcția de transfer a rețelei de reacție
							la intrare	la ieșire	
șunt-șunt	$y$	$v_o$	$i_s$	$\frac{v_o}{i_s}$ Trans- rezistență	Mică	Mică	Se scurtcircuitază nodul de la ieșire din care se ia reacția	Se scurtcircuitază nodul de la intrare în care se aplică reacția	La ieșirea rețelei de reacție se aplică o sursă de tensiune (comandă în tensiune) și se calculează curentul de scurtcircuit la intrarea sa
șunt-serie	$g$	$i_o$	$i_s$	$\frac{i_o}{i_s}$ Căștig în curent	Mică	Mare	Se lasă în gol nodul de la ieșire din care se ia reacția	Se scurtcircuitază nodul de la intrare în care se aplică reacția	La ieșirea rețelei de reacție se aplică o sursă de tensiune (comandă în tensiune) și se calculează curentul de scurtcircuit la intrarea sa
serie-șunt	$h$	$v_o$	$v_s$	$\frac{v_o}{v_s}$ Căștig în tensiune	Mare	Mică	Se scurtcircuitază nodul de la ieșire din care se ia reacția	Se lasă în gol nodul de la intrare în care se aplică reacția	La ieșirea rețelei de reacție se aplică o sursă de curent (comandă în curent) și se calculează tensiunea care apare în gol la intrarea sa
serie-serie	$z$	$i_o$	$v_s$	$\frac{i_o}{v_s}$ Trans-conductanță	Mare	Mare	Se lasă în gol nodul de la ieșire din care se ia reacția	Se lasă în gol nodul de la intrare în care se aplică reacția	La ieșirea rețelei de reacție se aplică o sursă de curent (comandă în curent) și se calculează tensiunea care apare în gol la intrarea sa



## 8.6 REACȚIA PE UN SINGUR ETAJ

Discuția de până acum din acest capitol asupra circuitelor cu reacție a fost dirijată în principal spre cazul general al circuitelor care au în amplificatorul de bază mai multe etaje. Totuși, în abordarea unora dintre aceste circuite (cum ar fi de exemplu tripletul cu reacție serie-serie din fig. 8.19a) s-a ajuns la circuite echivalente în care unul sau mai multe etaje conțin un rezistor în emitor (vezi fig. 8.19c). După cum se va arăta în continuare un astfel de etaj reprezintă el *însuși* un circuit cu reacție. Rezultă că circuitul din fig. 8.19c conține în interiorul buclei de reacție alte bucle de reacție, fapt care are un efect direct asupra funcționării amplificatorului. De exemplu rezistorul din emitorul tranzistorului  $Q_3$  din fig. 8.19c are un efect liniarizant asupra lui  $Q_3$ , la fel ca și reacția globală. Rezultă că este important să se calculeze efectele date atât de buclele de reacție *locale* cât și de bucla de reacție *globală*. Termenul de reacție *locală* este adeseori utilizat în locul termenului de reacție pe *un singur etaj*. Reacția locală se folosește de multe ori în etaje izolate fiind însă întâlnită și în interiorul buclelor de reacție globale. În această secțiune se vor analiza caracteristicile de joasă frecvență pentru două circuite de bază, cu reacție pe un singur etaj.

### 8.6.1 Reacția locală serie sau degenerarea în emitor

În fig. 8.35a este prezentat un etaj cu reacția locală serie, care poate fi identificat drept o configurație degenerată de reacție serie-serie, ca aceea descrisă în Secțiunea 8.4.4 și în Secțiunea 8.5.2. În cazul de față în loc să încercăm să folosim formulele generale din aceste secțiuni, vom realiza un calcul mult mai direct lucrând pe circuitul echivalent de semnal mic, la joasă frecvență prezentat în fig. 8.35b. Pentru simplitate impedanța sursei de semnal s-a presupus nulă; dacă nu este nulă ea se poate încorpora în  $r_b$ . Figura 8.35b se redesenează ca în fig. 8.35c dacă se realizează echivalarea Thévenin în secțiunea AA. Existența unui nod de intrare în care semnalul de la intrare și semnalul de reacție se scad este evidentă; mărimea  $i_o R_E$  se identifică drept tensiunea de reacție  $v_f$ . Pentru circuitul din fig. 8.35c se poate scrie:

$$v_1 = \frac{r_\pi}{r_\pi + r_b + R_E} (v_s - v_f), \quad (8.152)$$

$$i_o = g_m v_1, \quad (8.153)$$

$$v_f = i_o R_E. \quad (8.154)$$

Aceste relații au forma ecuațiilor reacției ideale,  $v_1$  fiind tensiunea de eroare,  $i_o$  semnalul de ieșire și  $v_f$  semnalul de reacție. Din (8.152) și (8.153) se obține

$$i_o = \frac{g_m r_\pi}{r_\pi + r_b + R_E} (v_s - v_f) \quad (8.155)$$

fiind posibil să identificăm

$$a = \frac{g_m r_\pi}{r_\pi + r_b + R_E} = \frac{R_E}{1 + \frac{r_b + R_E}{r_\pi}}. \quad (8.156)$$

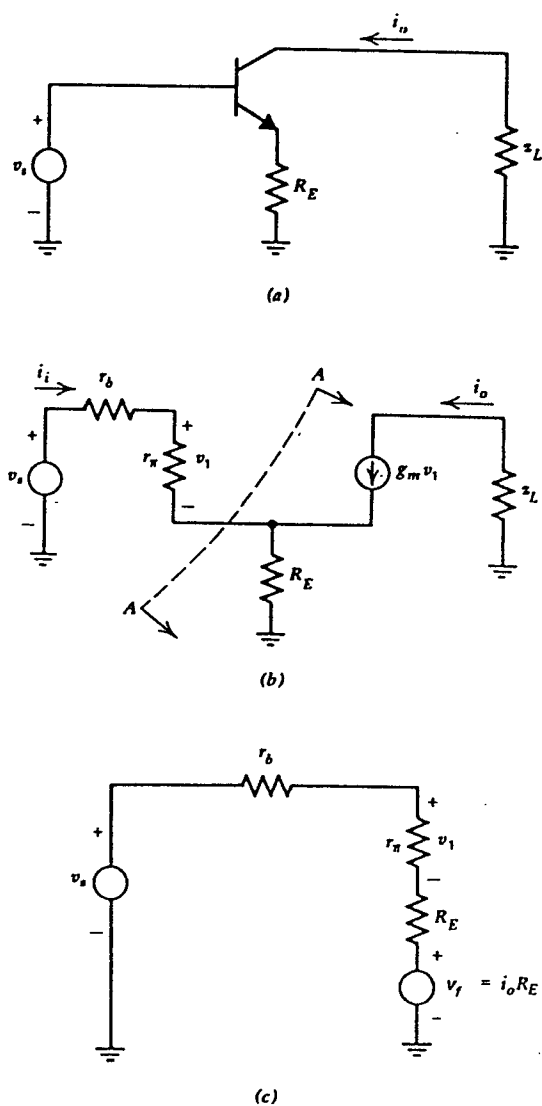


Fig. 8.35 (a) Schema unui etaj cu reacție serie. (b) Circuitul echivalent de joasă frecvență pentru circuitul din (a). (c) Circuitul echivalent pentru circuitul din (b).

Din (1.184) rezultă

$$f = R_E \cdot \quad (8.157)$$

Deci pentru circuitul complet se poate scrie

$$\frac{i_o}{v_s} = A = \frac{a}{1 + af} = \frac{1}{R_E} \frac{1}{1 + \frac{1}{R_E} \left[ \frac{1}{g_m} + \frac{r_b + R_E}{\beta_0} \right]} \quad (8.158)$$

Dacă câștigul pe buclă este mare  $A \approx 1/R_E$ .

Câștigul pe buclă este dat de  $T=af$ :

$$T = \frac{g_m R_E}{1 + \frac{r_b + R_E}{r_\pi}} \quad (8.159)$$

Dacă  $(r_b + R_E) \ll r_\pi$  se găsește că

$$T \approx g_m R_E \quad (8.160)$$

Rezistența de intrare a circuitului este dată de

$$\begin{aligned} \text{rezistența de intrare} &= (1 + T) \times (\text{rezistența de intrare cu } v_f = 0) \\ &= (1 + T)(r_b + r_\pi + R_E) \end{aligned} \quad (8.161)$$

Din (8.159) și (1.161) se obține:

$$\text{rezistența de intrare} = r_b + R_E + r_\pi (1 + g_m R_E) = \quad (8.162)$$

$$= r_b + r_\pi + (\beta_0 + 1) R_E \quad (8.163)$$

Se poate arăta că rezistența de ieșire a circuitului, dacă se ține seama și de rezistența de ieșire,  $r_o$ , a tranzistorului, este dată de

$$\text{rezistența de ieșire} \approx r_o \left[ 1 + \frac{g_m R_E}{1 + \frac{r_b + R_E}{r_\pi}} \right] \quad (8.164)$$

După cum era de altfel de așteptat prin aplicarea reacției în emitor se mărește atât rezistența de intrare cât și cea de ieșire.

## ■ EXEMPLU

Să se calculeze parametrii de joasă frecvență ai etajului cu reacție serie reprezentat de tranzistorul  $Q_3$  din fig. 8.22b. Se vor considera următoarele valori:  $R_E = 88 \, \Omega$ ,  $r_\pi = 650 \, \Omega$ ,  $g_m = 4/26 \, \text{A/V}$ ,  $\beta_0 = 100$ ,  $r_b = 0$ .

Încărcarea produsă de  $Q_1$  în colectorul tranzistorului  $Q_2$  este dată de expresia 8.163 a rezistenței de intrare:

$$R_{i3} = (650 + 101 \times 88) \, \Omega = 9,54 \, \text{k}\Omega \quad (8.165)$$

Rezistența de ieșire care se vede în colectorul tranzistorului  $Q_3$  se poate calcula din (8.164), luând  $r_b = 5 \, \text{k}\Omega$  pentru a ține cont de valoarea finită a rezistenței de generator (vezi fig. 8.22b). Presupunând că pentru  $Q_3$ , la  $I_C = 4 \, \text{mA}$ ,  $r_o = 25 \, \text{k}\Omega$ , din (8.164) rezultă:

$$R_{o3} = 25 \left[ 1 + \frac{\frac{4}{26} 88}{1 + \frac{5088}{650}} \right] \, \text{k}\Omega = 63 \, \text{k}\Omega \quad (8.166)$$

Pentru exemplul din fig. 8.22b această valoare a rezistenței de ieșire va fi multiplicată cu câștigul pe buclă al tripletei serie-serie.

Atunci când se impune tensiunea de curent alternativ  $v_4$  din colectorul tranzistorului  $Q_2$  din fig. 8.22c, curentul de ieșire  $i_3$  prin  $Q_3$  se poate calcula folosind (8.158):

$$\frac{i_3}{v_4} = \frac{1}{88} \frac{1}{1 + \frac{1}{88} \left[ \frac{26}{4} + \frac{88}{100} \right]} A/V = \frac{1}{95,4} A/V. \quad (8.167)$$

Se observă că în calculele de mai sus rezistența efectivă de generator este zero deoarece tensiunea  $v_4$  din baza lui  $Q_3$  este dată de un generator de tensiune.

### 8.6.2 Reacția locală șunt

În fig. 8.36a este prezentat un etaj cu reacție locală șunt. Circuitul echivalent de semnal mic, la joasă frecvență este indicat în fig. 8.36b în care, pentru simplitate, s-au omis rezistența bazei și rezistența de generator. La fel ca și în cazul reacției locale serie, vom face un calcul direct lucrând pe circuitul echivalent. Câștigul pe buclă al circuitului din fig. 8.36b se estimează cu ușurință din raportul de returnare inserând în locul generatorului controlat o sursă de curent de test și calculând apoi transmisia pe buclă. Se obține:

$$RR = \beta_0 \frac{R_L}{R_L + R_F + r_\pi} \approx T \quad (8.168)$$

Analiza fig. 8.36b arată că funcția de transfer cu reacția aplicată este

$$A = \frac{v_o}{i_i} \approx \frac{-R_F}{1 + \frac{R_L + R_F + r_\pi + R_L r_\pi / R_F}{\beta_0 R_L}} \quad (8.169)$$

$$\approx \frac{-R_F}{1 + \frac{1}{T}} \quad (8.169a)$$

Pentru valori mari ale câștigului pe buclă (8.169a) devine

$$\frac{v_o}{i_i} \approx -R_F. \quad (8.170)$$

Rezistența de ieșire se calculează cel mai ușor direct din fig. 8.36b:

$$R_o = \frac{R_F + r_\pi}{\beta_0 + 1} \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R_F}{\beta_0 + 1}. \quad (8.171)$$

După cum era de așteptat  $R_o$  are o valoare mică, limitată inferior la  $1/g_m$ , pe măsură ce se micșorează  $R_F$  sau se crește  $\beta_0$ . Rezistența de intrare rezultă din fig. 8.36b:

$$R_i \approx r_\pi \parallel \frac{R_F + R_L}{1 + g_m R_L}. \quad (8.172)$$

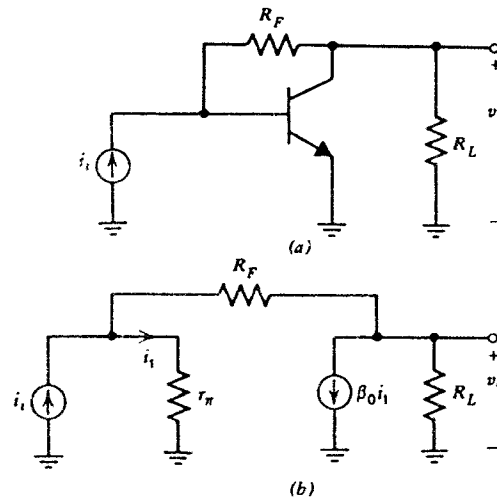


Fig. 8.36 (a) Schema unui etaj cu reacție șunt. (b) Circuitul echivalent de joasă frecvență pentru circuitul din (a).

Rezistența de intrare este mică, după cum era de altfel de așteptat în cazul unei reacții șunt la intrare. Se observă că (8.172) dă un rezultat similar cu cel dat de aproximația Miller, utilizând în locul capacității rezistența de reacție.

#### ■ EXEMPLU

Să se calculeze parametrii de joasă frecvență ai circuitului din fig. 8.36a dacă  $R_F = 10$  k $\Omega$ ,  $R_L = 5$  k $\Omega$ ,  $\beta_0 = 100$ ,  $I_C = 1$  mA și  $r_\pi = 2,6$  k $\Omega$ .

Câștigul pe buclă pentru circuitul cu reacție șunt este dat de (8.168):

$$T = 100 \frac{5}{5 + 10 + 2,6} = 28,4. \quad (8.173)$$

Funcția de transfer se obține din (8.169a):

$$\frac{v_o}{i_i} = \frac{10 \text{ k}\Omega}{1 + \frac{1}{28,4}} = -9,66 \text{ k}\Omega. \quad (8.174)$$

Rezistența de ieșire rezultă din (8.171),

$$R_o = \left[ 26 + \frac{10000}{101} \right] \Omega = 125 \Omega, \quad (8.175)$$

iar rezistența de intrare din (8.172):

$$R_i = 2600 \parallel \frac{10000 + 5000}{1 + \frac{5000}{26}} \Omega = 75,4 \Omega. \quad (8.176)$$

## 8.7 STABILIZATORUL DE TENSIUNE CA CIRCUIT CU REACȚIE

În cele ce urmează se va examina funcționarea unui stabilizator de tensiune ca o ultimă ilustrare a unui circuit cu reacție concret. Această secțiune s-a introdus urmărind atât punerea în evidență a modului de utilizare al reacției în practică cât și descrierea elementelor proiectării unui stabilizator de tensiune.

Stabilizatoarele de tensiune sunt componente larg utilizate care acceptă la intrare o tensiune de curent continuu cu o valoare cu toleranță mare (sau chiar variabilă), producând la ieșire o tensiune cu o valoare bine specificată care poate fi utilizată apoi ca tensiune de alimentare pentru alte circuite<sup>4</sup>. În acest fel fluctuațiile tensiunii de alimentare sunt practic eliminate obținându-se o funcționare mai bună a circuitelor alimentate de la o astfel de sursă.

Tipul cel mai obișnuit de stabilizator este acela „serie”, prezentat schematic în fig. 8.37. Denumirea „serie” provine din faptul că tensiunea de la ieșire este controlată de un tranzistor de putere plasat în serie cu ieșirea. Acest tranzistor constituie ultimul etaj al unui amplificator de tensiune de câștig mare (vezi fig. 8.37).

În proiectarea acestui tip de circuite se utilizează multe din tehnicile de circuit discutate în capitolele anterioare. O parte a schemei servește pentru generarea unei tensiuni de referință stabilă,  $V_R$ , utilizând fie o diodă Zener fie o referință de bandă interzisă (vezi Capitolul 4). Această tensiune se aplică pe intrarea neînversoare a unui amplificator de câștig mare, unde este comparată cu o fracțiune din tensiunea de la ieșire, obținută prin rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$ . Se poate recunoaște o configurație de reacție serie-șunt.

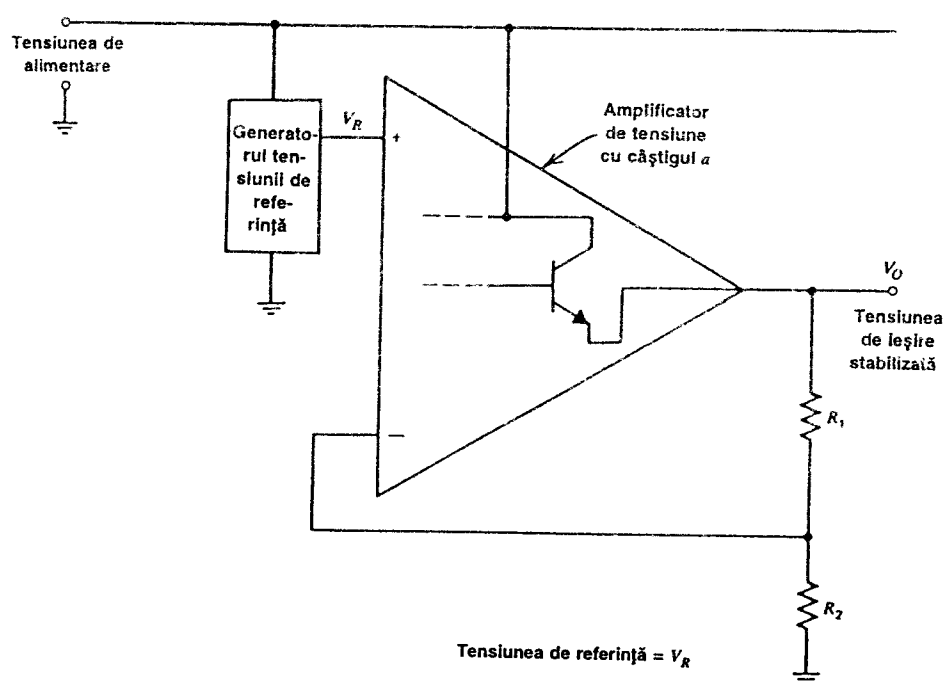


Fig. 8.37 Schema de principiu a unui stabilizator serie de tensiune.

Pentru valori mari ale câștigului pe buclă din (8.137) se obține

$$V_o = V_R \frac{R_1 + R_2}{R_2} . \quad (8.177)$$

Valoarea tensiunii de la ieșire se poate modifica prin variația raportului  $R_1/R_2$ .

Caracteristicile necesare ale amplificatorului din fig. 8.37 sunt acelea ale unui bun amplificator operațional (vezi *Capitolul 6*). În particular sunt esențiale valori mici pentru drift și offset astfel încât tensiunea de ieșire  $V_o$  să fie cât se poate de stabilă. De observat că datorită reacției serie-șunt circuitul va prezenta generatorului tensiunii de referință o impedanță mare de intrare, situație care este de dorit pentru a se reduce la minimum efectele de încărcare. În plus, la ieșire ( $V_o$ ) se va obține o impedanță foarte mică, ceea ce realizează exact cerința impusă unei adevărate surse de tensiune. Dacă se neglijează efectele de încărcare date de circuitul de reacție (neglijare valabilă în mod obișnuit în astfel de circuite) rezistența de ieșire la joasă frecvență a stabilizatorului va fi dată de (8.29):

$$R_o = \frac{r_{oa}}{1 + T} . \quad (8.178)$$

În această expresie

$$T = a \frac{R_2}{R_1 + R_2} , \quad (8.179)$$

unde  $r_{oa}$  este rezistența de ieșire a amplificatorului fără reacție și  $a$  câștigul direct al amplificatorului stabilizatorului. Dacă tensiunea de la ieșirea stabilizatorului se modifică prin schimbarea raportului  $R_1/R_2$ , din (8.178) și (8.179) rezultă că se schimbă și  $T$ , deci și  $R_o$ . Presupunând că tensiunea  $V_R$  este constantă și că  $T \gg 1$ , această comportare se descrie înlocuind (8.177) și (8.179) în (8.178), obținându-se

$$R_o = \frac{r_{oa}}{a V_R} V_o , \quad (8.180)$$

relație care arată că  $R_o$  este o funcție de  $V_o$  dacă  $a$ ,  $V_R$  și  $r_{oa}$  sunt constante. Pentru o variație  $\Delta I_o$  a curentului debitat de stabilizator tensiunea  $V_o$  variază cu  $\Delta V_o$ :

$$\Delta V_o = R_o \Delta I_o . \quad (8.181)$$

Înlocuind (8.180) în (8.181) se găsește

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{r_{oa}}{a V_R} \Delta I_o . \quad (8.182)$$

relație care permite calculul *stabilizării față de variațiile sarcinii*. Această stabilizare este descrisă de un parametru, larg utilizat pentru caracterizarea stabilizatoarelor, definit de variația procentuală a tensiunii  $V_o$  care se obține pentru o variație specificată a curentului  $I_o$ ; evident, valoarea acestui parametru este de dorit să fie cât se poate de mică.

Un alt parametru de uz comun în caracterizarea stabilizatoarelor este *stabilizarea față de variațiile tensiunii de intrare*, definită ca variația procentuală a tensiunii de la ieșire pentru o variație specificată a tensiunii de la intrare. Deoarece  $V_o$  este direct proporțională cu  $V_R$ , stabilizarea față de variațiile tensiunii de la intrare este determinată de variația tensiunii de referință  $V_R$  indusă de variațiile tensiunii de la intrare, fiind dependentă de circuitul particular utilizat pentru referință.

În calitate de exemplu de circuit concret de stabilizator vom considera stabilizatorul monolitic de tensiune 723 a cărui schemă este dată în fig. 8.38. Corespondența cu fig. 8.37 se poate stabili observând că porțiunea din fig. 8.38 de la stânga liniei punctate este generatorul tensiunii de referință. Rezistențele divizorului  $R_1$  și  $R_2$  din fig. 8.37 sunt notate în fig. 8.38  $R_4$  și  $R_8$ ; ele sunt exterioare cipului. Tranzistorul de ieșire de putere,  $Q_{15}$ , se află pe cip, împreună cu tranzistorul  $Q_{14}$  realizează o configurație Darlington pentru a se obține un câștig mare. La realizarea câștigului amplificatorului cel mai mult contribuie perechea diferențială  $Q_{11}$  și  $Q_{12}$ , împreună cu sarcina activă  $Q_8$ . Rezistorul  $R_C$  cuplează tensiunea de referință la amplificatorul de eroare.  $C_2$  este un capacitor exterior necesar pentru a preveni oscilațiile în bucla de reacție de câștig mare. Funcția sa este discutată în *Capitolul 9*.

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze punctul static de funcționare și stabilizarea față de variațiile sarcinii pentru stabilizatorul 723. Se va presupune că valoarea tensiunii de alimentare este de 15 V.

Calculul punctului static de funcționare începe cu acea parte a circuitului aflată în partea stângă a fig. 8.38. Tranzistorul cu efect de câmp cu canal  $n$ , monolitic,  $Q_1$  are grila conectată la sursă funcționând deci ca o sursă de curent constant care polarizează dioda Zener,  $D_1$ . Dioda Zener  $D_1$  produce o tensiune de aproximativ 6,2 V, determinând prin  $Q_2$  un curent de referință:

$$I_{C2} = -\frac{6,2 - V_{BE2}}{R_1 + R_2} = -\frac{6,2 - 0,6}{16000} \text{ A} = -348 \mu\text{A} . \quad (8.183)$$

Se observă că  $I_{C2}$  este aproape independent de tensiunea de alimentare deoarece depinde numai de tensiunea Zener a diodei  $D_1$ , diodă care este polarizată de tranzistorul  $Q_1$  la un curent practic constant. Căderea de tensiune pe  $R_1$  și pe  $Q_2$  stabilește valoarea curentului surselor de curent  $Q_3$ ,  $Q_7$  și  $Q_8$ :

$$I_{C7} = I_{C8} = -174 \mu\text{A} , \quad (8.184)$$

$$I_{C3} = -10,5 \mu\text{A} . \quad (8.185)$$

Sursa de curent  $Q_3$  stabilește punctul de funcționare în circuitul referinței de tensiune compus din tranzistoarele  $Q_4$ ,  $Q_5$ ,  $Q_6$ , rezistoarele  $R_6$ ,  $R_7$ ,  $R_8$  și dioda Zener  $D_2$ . Acest circuit se poate considera drept o variantă a sursei de curent Wilson descrisă în *Capitolul 4*; bucla de reacție negativă forțează valoarea curentului prin tranzistorul  $Q_6$  să fie egală cu  $I_{C3}$ , astfel că

$$I_{C6} = 10,5 \mu\text{A} , \quad (8.186)$$

dacă se neglijează curentul de bază al tranzistorului  $Q_4$ .

Tensiunea la ieșirea referinței de tensiune este dată de suma dintre tensiunea unei diode Zener  $D_2$  și tensiunea bază-emitor a tranzistorului  $Q_6$ . Coeficienții de temperatură ai acestor două tensiuni tind să se anuleze reciproc, obținându-se o tensiune de referință de aproximativ 6,8 V cu un coeficient de temperatură de aproximativ 0,2 mV/°C. Curentul prin dioda Zener este stabilit de tensiunea  $V_{BE6}$  și rezistorul  $R_8$ :

$$I_{D2} = \frac{V_{BE6}}{R_8} = \frac{600}{5} \mu\text{A} = 120 \mu\text{A} . \quad (8.187)$$



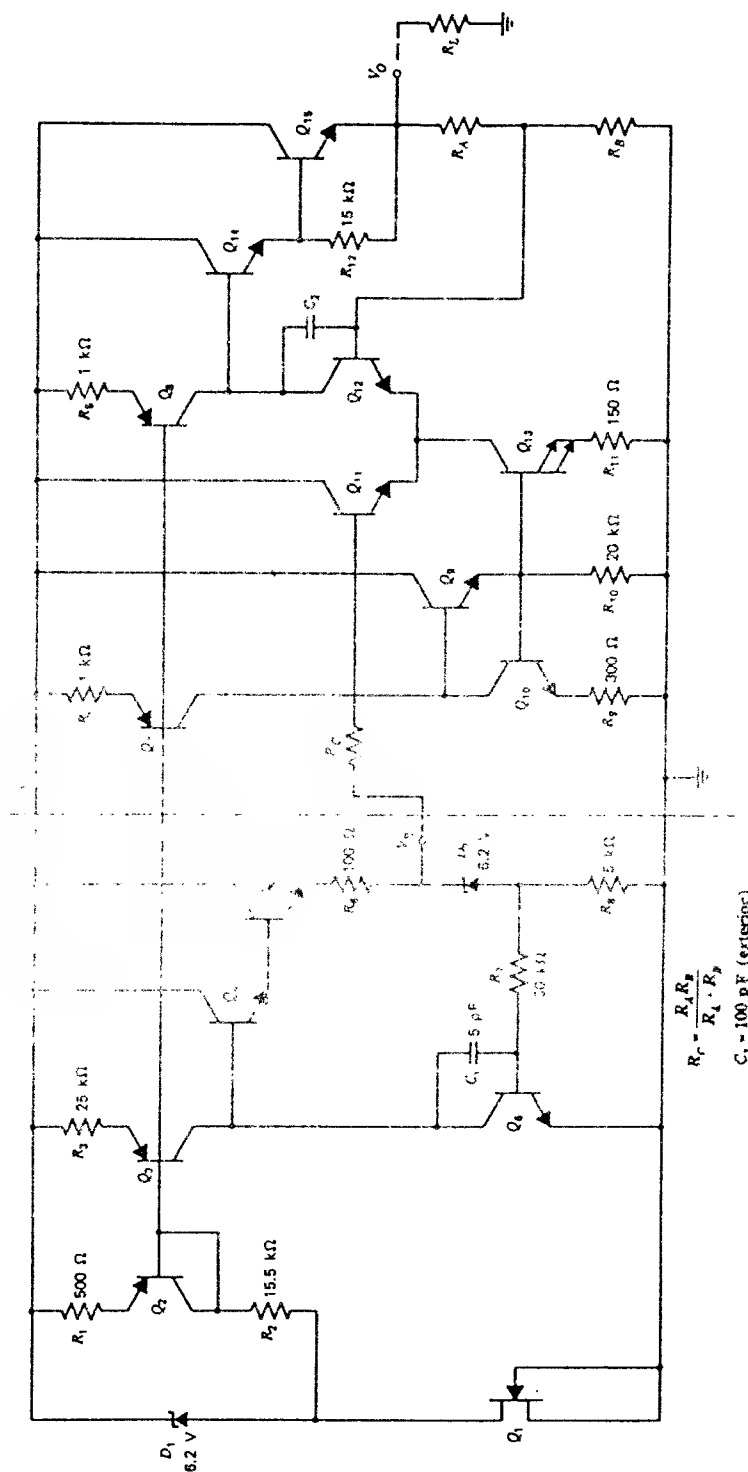


Fig. 8.38 Schema stabilizatorului de tensiune monolitic 723

Perechea Darlington formată de tranzistoarele  $Q_4$ ,  $Q_5$  determină un câștig pe buclă mare care duce la o valoare foarte redusă a impedanței de ieșire care se vede în nodul corespunzător tensiunii de referință. Rezistorul  $R_6$  limitează curentul protejând tranzistorul  $Q_4$  în cazul unei scurtcircuitări accidentale la masă al nodului corespunzător tensiunii de referință. Capacitorul  $C_1$  realizează compensarea la înaltă frecvență necesară pentru a preveni oscilațiile în bucla de reacție. De observat că reacția este pozitivă în nodul de ieșire. Orice modificare a tensiunii de referință (dată de exemplu, de încărcare) este detectată în baza tranzistorului  $Q_6$ , amplificată și trimisă în baza tranzistorului  $Q_4$ , deci înapoi la ieșire, cu semn contrar variației originare.

Stabilirea punctului static de funcționare al amplificatorului de ieșire se realizează prin intermediul surselor de curent realizate cu tranzistoarele  $Q_7$  și  $Q_8$ . Curentul prin tranzistorul  $Q_7$  este practic egal cu curentul prin tranzistorul  $Q_{10}$  (se neglijează curentul de bază al tranzistorului  $Q_9$ ). Tranzistorul  $Q_{13}$  are o arie de emitor de două ori mai mare decât tranzistorul  $Q_{10}$ , iar rezistența din emitor este egală cu jumătate din aceea din emitorul tranzistorului  $Q_{10}$ . Rezultă că

$$I_{C13} = 2I_{C10} = 2I_{C7} = 348 \mu A. \quad (8.188)$$

Tranzistorul  $Q_9$  asigură câștigul în curent necesar pentru a reduce la minimum efectul curenților de bază ai tranzistoarelor  $Q_{10}$  și  $Q_{13}$ . Acest tip de sursă de curent a fost discutat în *Capitolul 4*.

Curentul din punctul static de funcționare prin fiecare jumătate a perechii diferențiale  $Q_{11}$ ,  $Q_{12}$  va fi deci

$$I_{C11} = I_{C12} = \frac{I_{C13}}{2} = 174 \mu A. \quad (8.189)$$

Deoarece tranzistorul  $Q_8$  și rezistorul  $R_5$  sunt identice cu tranzistorul  $Q_7$  și, respectiv, cu rezistorul  $R_4$  curentul prin  $Q_8$  va fi

$$I_{C8} = -178 \mu A. \quad (8.190)$$

Tranzistorul  $Q_8$  funcționează ca sarcină activă pentru  $Q_{12}$ . Deoarece valorile nominale ale curenților de colector prin aceste două tranzistoare sunt egale, și valoarea nominală a tensiunii de offset la intrare a perechii diferențiale este nulă.

Curentul prin tranzistorul de putere de la ieșire,  $Q_{15}$ , depinde de valoarea rezistenței de sarcină, putând să ajungă până la 150 mA înainte ca circuitul de protecție la supracurent\* să înceapă să acționeze. Rezistorul  $R_{12}$  asigură pentru tranzistorul  $Q_{14}$  un curent static de cel puțin 0,04 mA (0,6 V/15 k $\Omega$ ), chiar și atunci când curentul prin tranzistorul  $Q_{15}$  este mic și/sau câștigul său în curent este mare.

Pentru calculul stabilizării față de variațiile sarcinii pentru stabilizatorul de tensiune 723, expresia 8.182 arată că este necesară determinarea câștigului cu bucla deschisă și a rezistenței de ieșire pentru amplificatorul stabilizatorului. În acest scop în fig. 8.39 se prezintă circuitul diferențial echivalent de curent alternativ al acestui amplificator. Rezistența de sarcină  $R_{L12}$  este rezistența de ieșire prezentată de tranzistorul  $Q_8$ :

$$R_{L12} \approx r_{o8}(1 + g_{m8}R_5). \quad (8.191)$$

\* Acest circuit nu este indicat în fig. 8.38.

Presupunând că tensiunea Early a tranzistorului  $Q_8$  este de 100 V și că  $I_{C8} = -174 \mu\text{A}$  rezultă valoarea lui  $R_{L12}$ :

$$R_{L12} = \frac{100}{0,174} \left[ 1 + \frac{0,174}{26} 1000 \right] \text{ k}\Omega = 4,42 \text{ M}\Omega . \quad (8.192)$$

Deoarece  $g_{m11} = g_{m12}$  impedanța în emitorul lui  $Q_{12}$  înjumătățește transconductanța și dă o rezistență de ieșire efectivă

$$R_{o12} = \left[ 1 + g_{m12} \frac{1}{g_{m11}} \right] r_{o12} \quad (8.193)$$

unde  $r_{o2}$  este rezistența de ieșire a lui  $Q_{12}$ , având o valoare de 575 k $\Omega$  dacă tensiunea Early este de 100 V. Deci

$$R_{o12} = 1,15 \text{ M}\Omega . \quad (8.194)$$

Rezistența de sarcină exterioară,  $R_L$ , determină curentul prin sarcină și deci curenții prin  $Q_{14}$  și  $Q_{15}$ . Cu toate acestea  $R_L$  nu va fi inclusă în calculul rezistenței de ieșire de semnal mic, deoarece rezistența de ieșire este rezistența pe care o vede  $R_L$  când privește spre circuit, de la terminalul de ieșire. Deci pentru a calcula rezistența de ieșire de curent alternativ,  $R_L$  se va putea presupune infinită; ca urmare perechea Darlington  $Q_{14}$ ,  $Q_{15}$  nu va introduce nici o încărcare în colectorul lui  $Q_{12}$ . Câștigul de tensiune al circuitului este:

$$a = \left| \frac{v_o}{v_i} \right| = \left| \frac{v_1}{v_i} \right| = \frac{g_{m12}}{2} (R_{o12} \parallel R_{L12}) = \frac{0,174}{26} \frac{1}{2} (1,15 \parallel 4,42) \times 10^6 = 3054 . \quad (8.195)$$

Rezistența de ieșire,  $r_{oa}$ , a circuitului din fig. 8.39 este rezistența de ieșire a unui repetor pe emitor Darlington. Dacă se presupune că  $R_{12}$  este mare în comparație cu  $r_{\pi15}$  atunci

$$r_{oa} = \frac{1}{g_{m15}} + \frac{1}{\beta_{15}} \left[ \frac{1}{g_{m14}} + \frac{R_s}{\beta_{14}} \right] \quad (8.196)$$

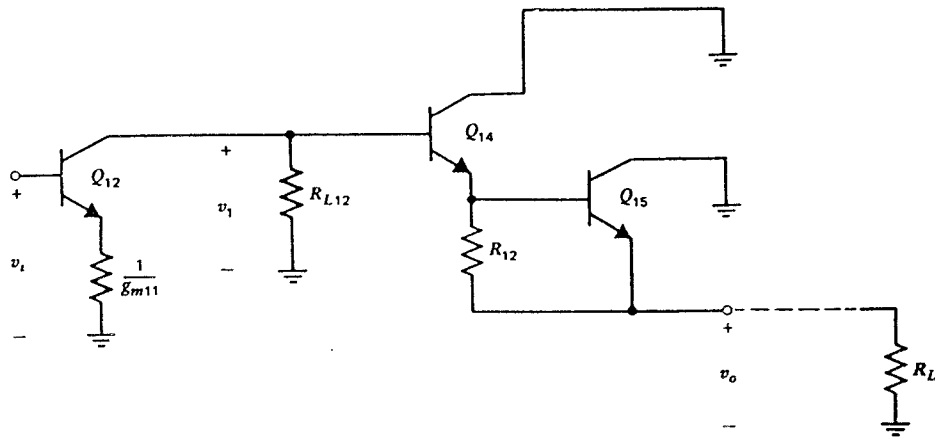


Fig. 8.39 Circuitul echivalent de curent alternativ al amplificatorului de eroare din stabilizatorul de tensiune 723.

unde

$$R_s = R_{o12} \parallel R_{L12} = 913 \text{ k}\Omega . \quad (8.197)$$

Presupunem că prin tranzistorul  $Q_{15}$  trece un curent de 20 mA, iar prin tranzistorul  $Q_{14}$  un curent de 0,5 mA și că  $\beta_{14} = \beta_{15} = 100$ ; prin înlocuirea acestor valori în relația 8.196 se obține:

$$r_{oa} = \left[ 1,3 + \frac{1}{100} \left[ 52 + \frac{913000}{100} \right] \right] \Omega = (1,3 + 92) \Omega = 93 \Omega . \quad (8.198)$$

Înlocuind  $r_{oa}$  și  $a$  în relația 8.182 și folosind valoarea  $V_R = 6,8 \text{ V}$  se obține pentru stabilizarea față de variațiile sarcinii

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{93}{3054 \times 6,8} \Delta I_o = 4,5 \times 10^{-3} \Delta I_o \quad (8.199)$$

relație în care  $\Delta I_o$  este exprimat în A.

Dacă  $\Delta I_o$  este de 50 mA din (8.199) rezultă

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 2 \times 10^{-4} = 0,02\% . \quad (8.200)$$

Acest rezultat este apropiat de valoarea de 0,03% dată în foaia de catalog. Se observă valoarea extrem de mică a variației procentuale a tensiunii de la ieșire pentru o variație de 50 mA a curentului de sarcină.

## PROBLEME

- 8.1 (a) Într-un amplificator cu reacție câștigul amplificatorului este  $a = 100000$  iar factorul de reacție  $f = 10^{-3}$ . Să se calculeze câștigul global (cu reacție)  $A$  și variația procentuală a câștigului  $A$  în condițiile în care  $a$  se modifică cu 10%.  
(b) Să se repete punctul (a) dacă  $f = 0,1$ .
- 8.2 Pentru caracteristica din fig. 8.2 sunt valabile următoarele date:  $S_{o2} = 15 \text{ V}$ ,  $S_{o1} = 7 \text{ V}$ ,  $a_1 = 50000$ ,  $a_2 = 20000$ .  
(a) Să se calculeze și să se schițeze caracteristica de transfer globală din fig. 8.3 pentru amplificatorul descris de datele anterioare atunci când i se aplică o reacție negativă cu  $f = 10^{-4}$ .  
(b) Să se repete punctul (a) pentru  $f = 0,1$ .
- 8.3 (a) În condițiile *Problemei* 8.2b să se schițeze formele de undă ale tensiunii de la ieșire,  $S_o$ , și ale tensiunii de eroare  $S_e$ , dacă la intrare se aplică o undă sinusoidală,  $S_i$ , cu o amplitudine de 1,5 V.  
(b) Să se repete punctul (a) pentru cazul în care amplitudinea semnalului de la intrare este de 2 V.
- 8.4 Să se verifice expresiile 8.40, 8.41 și 8.42 pentru un amplificator cu reacție șunt-serie.
- 8.5 Să se verifice expresiile 8.43, 8.44 și 8.45 pentru un amplificator cu reacție serie-serie.

- 8.6 Să se calculeze impedanța de intrare, impedanța de ieșire, câștigul pe buclă și câștigul global pentru amplificatorul cu reacție șunt-șunt din fig. 8.15a dacă  $R_F=100\text{ k}\Omega$  și  $R_L=15\text{ k}\Omega$ . Pentru amplificatorul operațional se va lua  $R_i=500\text{ k}\Omega$ ,  $R_o=200\text{ }\Omega$  și  $a_v=75000$ .
- 8.7 Schema de curent alternativ a unui amplificator cu reacție șunt-șunt este prezentată în fig. 8.40. Toți curenții de colector sunt de  $1\text{ mA}$ ; se va lua  $\beta=200$ ,  $V_A=50\text{ V}$ , și  $r_b=0$ .
- (a) Să se calculeze câștigul global  $v_o/v_i$ , câștigul pe buclă, impedanța de intrare și impedanța de ieșire la joasă frecvență.
- (b) În cazul în care circuitul este atacat de un generator cu o rezistență de  $1\text{ k}\Omega$ , care este noua valoare a rezistenței de ieșire a circuitului?

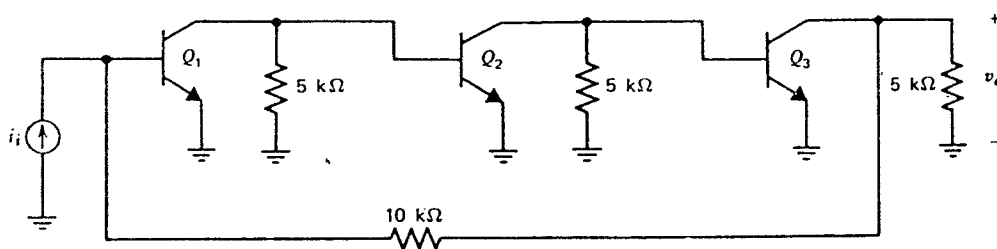


Fig. 8.40 Schema de curent alternativ a unui amplificator cu reacție șunt-șunt.

- 8.8 În fig. 8.19a este dat semicircuitul corespunzător unui triplet serie-serie diferențial, monolitic. Să se calculeze impedanța de intrare, impedanța de ieșire, câștigul pe buclă și câștigul global al semicircuitului la joasă frecvență utilizându-se următoarele date:  $R_{E1}=R_{E2}=290\text{ }\Omega$ ,  $R_F=1,9\text{ k}\Omega$ ,  $R_{L1}=10,6\text{ k}\Omega$ ,  $R_{L2}=6\text{ k}\Omega$ . Pentru tranzistoare se va lua  $I_{C1}=0,5\text{ mA}$ ,  $I_{C2}=0,77\text{ mA}$ ,  $I_{CS}=0,73\text{ mA}$ ,  $\beta=120$ ,  $r_b=0$  și  $V_A=40\text{ V}$ .
- 8.9 Să se repete Problema 8.8 în situația în care semnalul de ieșire este dat de tensiunea din emitorul lui  $Q_3$ .
- 8.10 În fig. 8.41 este prezentată schema unui amplificator cu reacție. Pentru tranzistoare se va lua:  $\beta_{npn}=200$ ,  $\beta_{pnp}=100$ ,  $V_{BE(on)}=0,7\text{ V}$ ,  $r_b=0$  și  $V_A=\infty$ . Tensiunea de curent continuu de la intrare este nulă. Să se calculeze câștigul global  $v_o/v_i$ , câștigul pe buclă și impedanțele de intrare și ieșire la joasă frecvență. Se vor compara rezultatele obținute prin calcul manual cu acelea obținute prin simularea cu SPICE. Folosind SPICE se va trasa caracteristica completă de semnal mare și se vor determina distorsiunile de armonica a doua și distorsiunile de armonica a treia ale semnalului  $V_o$ , în condițiile aplicării la intrare a unui semnal sinusoidal  $v_i$  cu o valoare vârf la vârf de  $0,5\text{ V}$ .
- 8.11 În fig. 8.42 este prezentat un amplificator diferențial monolitic cu reacție serie-șunt.
- (a) Să se calculeze curentul din punctul static de funcționare pentru fiecare tranzistor dacă tensiunea de intrare de mod comun este nulă. Se va presupune că  $\beta$  este mare.
- (b) Să se calculeze câștigul în tensiune, impedanța de ieșire și câștigul pe buclă pentru acest circuit, la joasă frecvență folosind următoarele date:  $\beta=100$ ,  $r_b=50\text{ }\Omega$ ,  $V_A=\infty$ ,  $V_{BE(on)}=0,7\text{ V}$ .

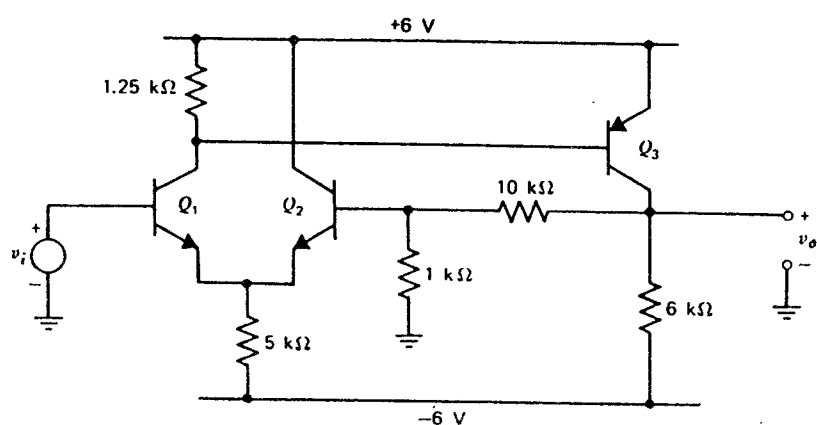


Fig. 8.41 Schema unui amplificator cu reacție.

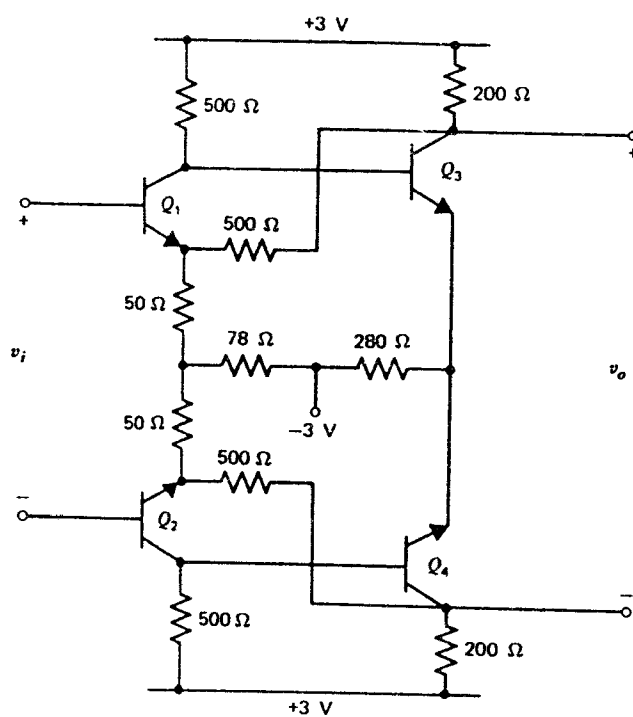


Fig. 8.42 Amplificator diferențial cu reacție serie-șunt.

(c) Se vor compara rezultatele obținute prin calcul manual cu acelea obținute prin simularea cu SPICE (se va omite câștigul pe buclă). Folosind SPICE se va trasa caracteristica completă de semnal mare. Tot cu SPICE se va determina coeficientul de temperatură al câștigului în gama  $-55^{\circ}\text{C}$ — $+125^{\circ}\text{C}$  presupunând pentru rezistențe un coeficient de temperatură de  $1000 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ .

- 8.12 Cum se modifică valoarea câștigului pe buclă al circuitului din fig. 8.42 la variația următoarelor elemente:
- Rezistența de  $50\ \Omega$  din emitor, din etajul de intrare;
  - Rezistența de reacție, de  $500\ \Omega$ ;
  - Rezistența de sarcină de la ieșire, de  $200\ \Omega$ .
- Se va face o discuție calitativă.
- 8.13 În fig. 8.32 este prezentată schema de curent alternativ a unui amplificator cu reacție șunt-serie. Se cunosc:  $R_F=1\ \text{k}\Omega$ ,  $R_E=100\ \Omega$ ,  $R_{L1}=4\ \text{k}\Omega$ ,  $R_S=1/y_s=1\ \text{k}\Omega$  și  $z_L=0$ . Pentru tranzistoare se va lua:  $\beta=200$ ,  $r_b=0$ ,  $I_{C1}=I_{C2}=1\ \text{mA}$ ,  $V_A=100\ \text{V}$ .
- Să se calculeze câștigul global  $i_o/i_i$ , câștigul pe buclă și impedanțele de intrare și ieșire la joasă frecvență.
  - Cu cât variază (aproximativ) câștigul global și impedanța de intrare dacă valoarea rezistorului  $R_{L1}$  se schimbă cu  $+10\%$ ?
- 8.14 (a) Să se repete Problema 8.13(a) pentru  $R_F=5\ \text{k}\Omega$ ,  $R_E=200\ \Omega$ ,  $R_{L1}=10\ \text{k}\Omega$  și  $y_s=0$ .  
 (b) Care este valoarea aproximativă cu care variază câștigul global și impedanța de intrare dacă valoarea curentului de colector al tranzistorului  $Q_1$  crește cu  $20\%$ ?
- 8.15 Să se calculeze transconductanța, impedanța de intrare, impedanța de ieșire și câștigul pe buclă, la joasă frecvență pentru etajul cu reacție locală serie din fig. 8.35. Se cunosc:  $R_E=200\ \Omega$ ,  $\beta=150$ ,  $I_C=1\ \text{mA}$ ,  $r_b=200\ \Omega$ ,  $V_A=80\ \text{V}$ .
- 8.16 Să se calculeze transrezistența, impedanța de intrare, impedanța de ieșire și câștigul pe buclă, la joasă frecvență pentru etajul cu reacție locală șunt din fig. 8.36. Se cunosc:  $R_F=2\ \text{k}\Omega$ ,  $R_L=2\ \text{k}\Omega$ ,  $\beta=200$ ,  $I_C=1\ \text{mA}$ ,  $r_b=0$ ,  $V_A=100\ \text{V}$ .
- 8.17 În fig. 8.43 este prezentată schema unui amplificator monolitic (733) de bandă largă, cu reacție. Amplificatorul se compune dintr-un etaj cu reacție locală serie care atacă un amplificator cu două etaje, cu reacție șunt-șunt. Ieșirea în curent a primului etaj acționează ca o comandă în curent pentru etajul de ieșire șunt-șunt.
- Presupunând că ariile tuturor tranzistoarelor sunt egale să se calculeze curentul de colector din punctul static de funcționare pentru fiecare tranzistor.
  - Să se calculeze impedanța de intrare, impedanța de ieșire și câștigul global  $v_o/v_i$ , la joasă frecvență, dacă  $R_L=2\ \text{k}\Omega$ . Se va calcula și câștigul pe buclă al etajului de ieșire. Pentru tranzistoare se cunosc:  $\beta=100$ ,  $r_b=0$ ,  $r_o=\infty$ .
  - Se vor compara rezultatele obținute prin calcul manual cu acelea obținute prin simularea cu SPICE pentru curenții din punctul static de funcționare, impedanțele de intrare și ieșire și câștigul în tensiune.
- 8.18 Stabilizatorul de tensiune 723 este folosit pentru a se obține o tensiune de ieșire  $V_o=10\ \text{V}$ , pe o rezistență de sarcină de  $1\ \text{k}\Omega$ . Se va calcula rezistența de ieșire și câștigul pe buclă al stabilizatorului. Care este noua valoare a tensiunii  $V_o$  care se obține dacă în locul rezistenței de sarcină de  $1\ \text{k}\Omega$  se conectează una de  $500\ \Omega$ . Se va utiliza SPICE pentru determinarea stabilizării circuitului față de variațiile tensiunii de intrare și față de variațiile sarcinii. Tranzistorul  $Q_1$  se va modela ca o sursă de curent de  $1\ \text{mA}$ . Se cunosc:  $\beta=100$ ,  $V_A=100\ \text{V}$  și  $I_s=10^{-15}\ \text{A}$ .
- 8.19 Se consideră amplificatorul BiCMOS a cărui schemă este dată în fig. 3.65. Se presupune că semnalul de intrare este dat de o sursă de curent. Să se calculeze transrezistența de semnal mic la joasă frecvență  $v_o/i_i$ , câștigul pe buclă și rezistențele de intrare și ieșire ale amplificatorului.

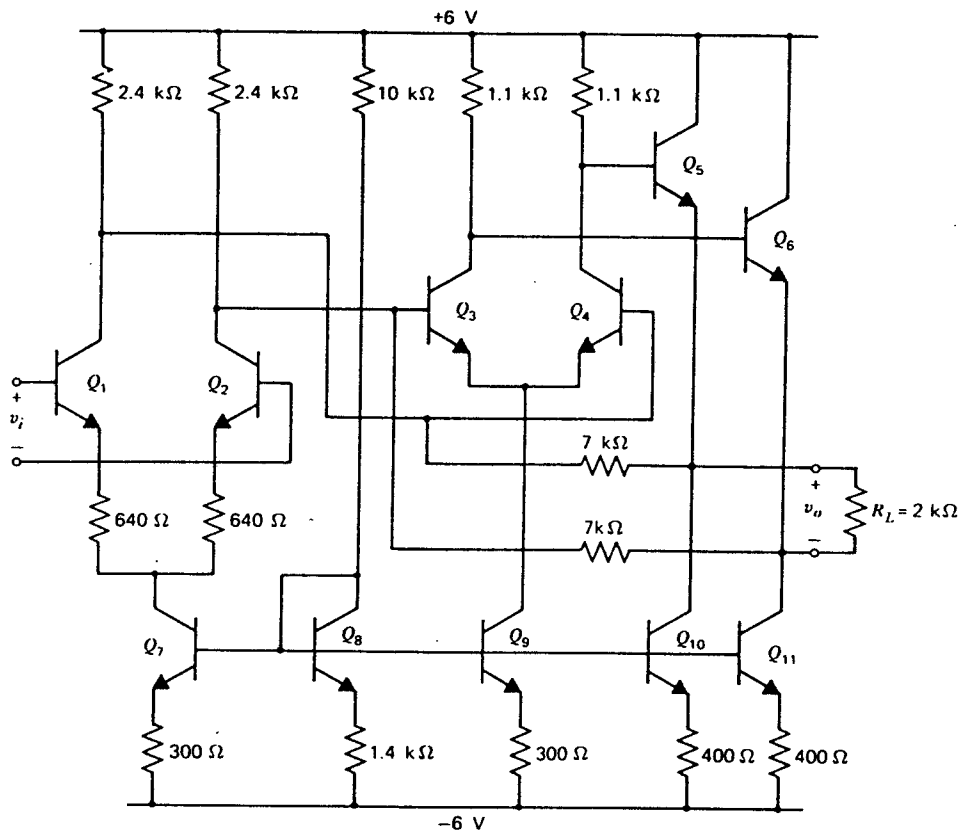


Fig. 8.43 Schema amplificatorului monolitic de bandă largă 733.

Se vor folosi aceleași date ca în *Problema 3.12*. Se vor compara rezultatele cu cele obținute prin simularea cu SPICE. Folosind SPICE se va trasa caracteristica completă de semnal mare a circuitului.

- 8.20 În fig. 8.44 este prezentată schema unui amplificator CMOS cu câștig variabil. De observat că tranzistorul  $M_4$  realizează o reacție paralel în jurul tranzistorului  $M_6$ . Presupunând că valoarea statică a tensiunii  $V_i$  a fost ajustată astfel încât în curent continuu  $V_{GD6}=0$ , să se calculeze curenții din punctul static de funcționare pentru toate tranzistoarele, câștigul în tensiune la semnal mic și rezistența de ieșire, pentru  $V_c$  egal cu 3 V și apoi cu 4 V. Rezultatele se vor compara cu cele obținute prin simularea cu SPICE. Se va trasa caracteristica completă de semnal mare a circuitului folosind SPICE. Se cunosc:  $\mu_n C_{ox} = 60 \times 10^{-6} \text{ A/V}^2$ ,  $\mu_p C_{ox} = 30 \times 10^{-6} \text{ A/V}^2$ ,  $V_{tn} = 0,8 \text{ V}$ ,  $V_{tp} = -0,8 \text{ V}$ ,  $\lambda = 0$  și  $\gamma = 0,5$ .
- 8.21 În fig. 8.45 este prezentată schema unui amplificator CMOS cu reacție. Să se calculeze câștigul global  $v_o/v_i$  și rezistență de ieșire în condițiile în care tensiunea continuă la intrare este nulă.



Se vor compara rezultatele cu acelea obținute prin simularea cu SPICE. Se cunosc:  $\mu_n C_{ox} = 60 \times 10^{-6} \text{ A/V}^2$ ,  $\mu_p C_{ox} = 30 \times 10^{-6} \text{ A/V}^2$ ,  $V_{tn} = 0,8 \text{ V}$ ,  $V_{tp} = -0,8 \text{ V}$ ,  $\lambda = 0,03$  și  $\gamma = 0$ .

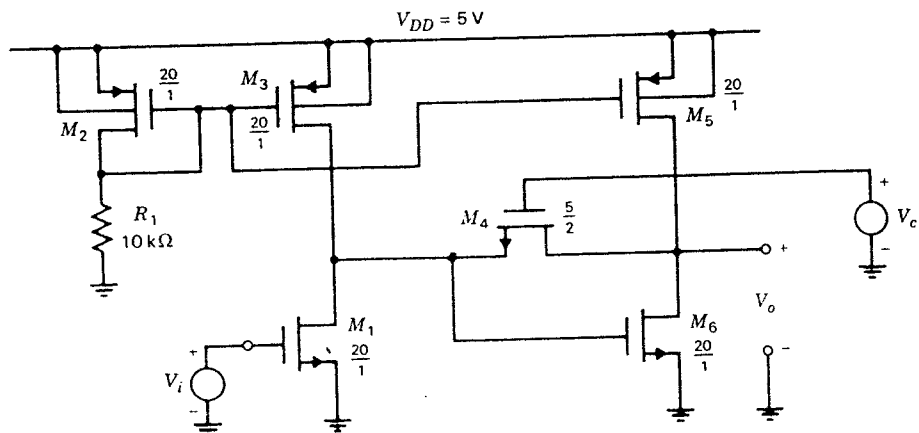


Fig. 8.44 Amplificatorul CMOS cu câștig variabil din Problema 8.20.

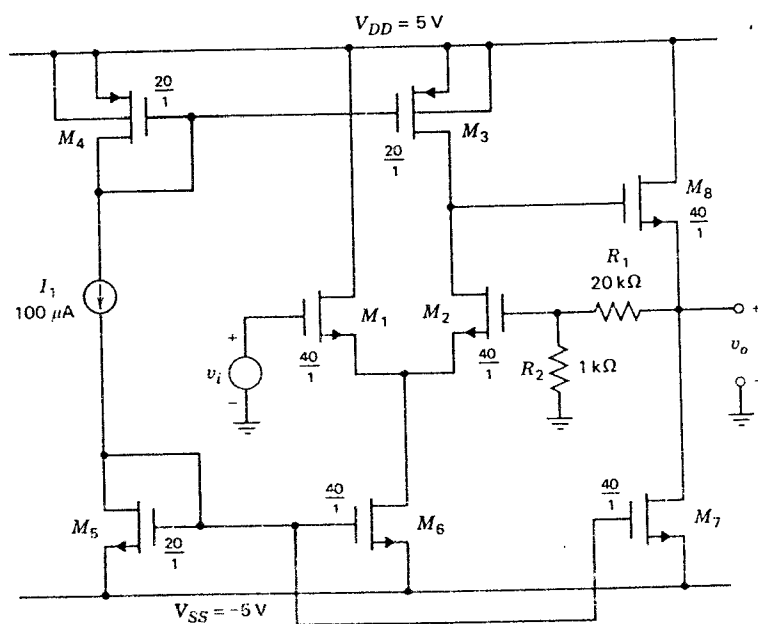


Fig. 8.45. Circuitul amplificatorului CMOS cu reacție din Problema 8.21.

- 8.22 Să se calculeze câștigul pe buclă la joasă frecvență al buclei de reacție de mod comun a amplificatorului operațional BiFET LF155 a cărui schemă este prezentată în fig. 6.38. Se va calcula valoarea impedanței de mod comun în colectorul tranzistorului  $Q_1$  la frecvențe joase. Se vor utiliza datele din *Problema 6.15*. Se va folosi SPICE pentru verificarea rezultatelor.

## BIBLIOGRAFIE

1. C.A. Desoer și E.S. Kuh. *Basic Circuit Theory*, McGraw-Hill, New-York, 1969.
2. P.J. Hurst. "Exact Simulation of Feedback Circuit Parameters," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. 38, No. 11, pp. 1382—1389, November 1991.
3. J.E. Solomon și G.R. Wilson. "A Highly Desensitized, Wideband Monolithic Amplifier", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-1, pp. 19—28, September 1966.
4. A.B. Grebene. *Analog Integrated Circuit Design*, Van Nostrand Reinhold, New York, 1972, Capitolul 6.

## RĂSPUNSUL ÎN FRECVENȚĂ ȘI STABILITATEA AMPLIFICATOARELOR CU REACȚIE

### 9.1 INTRODUCERE

În *Capitolul 8* s-au discutat efectele pe care le determină aplicarea reacției negative asupra unor parametri ai circuitului cum ar fi, de exemplu, câștigul și impedanțele văzute la terminale. Am văzut că aplicarea reacției negative conduce la îmbunătățirea funcționării circuitului (de exemplu, se reduc sensibilitatea câștigului față de variațiile parametrilor dispozitivelor active și distorsiunile date de neliniaritățile circuitului).

În acest capitol vom urmări efectul pe care îl exercită aplicarea reacției negative asupra răspunsului în frecvență al unui circuit. Se va ilustra faptul că în circuitele cu reacție este posibil să apară *oscilații* și se vor descrie metodele de eliminare ale acestor oscilații prin *compensarea circuitului*. În final se va examina efectul compensării asupra funcționării la semnal mare, la înaltă frecvență a amplificatoarelor cu reacție.

### 9.2 RELAȚIA ÎNTRE CÂȘTIG ȘI BANDĂ PENTRU AMPLIFICATOARELE CU REACȚIE

În *Capitolul 8* s-a arătat că îmbunătățirea funcționării unui circuit, ca urmare a aplicării reacției negative, se plătește prin reducerea câștigului cu un factor  $(1+T)$ , unde  $T$  este câștigul pe buclă. Parametrii care s-au îmbunătățit s-au modificat tot cu factorul  $(1+T)$ .

În plus față de aceste efecte, aplicarea reacției negative tinde să *mărească banda* amplificatorului. Să considerăm mai întâi circuitul cu reacție din fig. 9.1, al cărui amplificator de bază este caracterizat de o funcție de transfer cu un singur pol:

$$a(s) = \frac{a_0}{1 - \frac{s}{p_1}} \quad (9.1)$$

unde  $a_0$  este câștigul la joasă frecvență al amplificatorului de bază iar  $p_1$  este polul său (exprimat în rad/s).

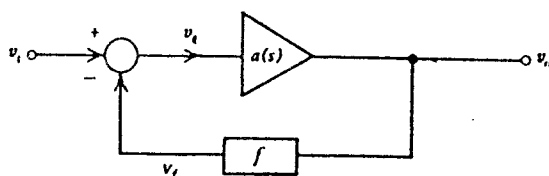


Fig. 9.1 Configurația unui circuit cu reacție.

Să presupunem că reacția este pur rezistivă; ca urmare factorul de reacție  $f$  este constant. Deoarece configurația de reacție din fig. 9.1 corespunde unei configurații ideale câștigul *global* este dat de

$$A(s) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{a(s)}{1 + a(s)f}, \quad (9.2)$$

câștigul pe buclă fiind  $T(s) = a(s)f$ . Înlocuind (9.1) în (9.2) se obține:

$$\begin{aligned} A(s) &= \frac{\frac{a_0}{1 - \frac{s}{p_1}}}{1 + \frac{a_0 f}{1 - \frac{s}{p_1}}} = \frac{a_0}{1 - \frac{s}{p_1} + a_0 f} \\ &= \frac{a_0}{1 + a_0 f} \frac{1}{1 - \frac{s}{p_1} \frac{1}{1 + a_0 f}}. \end{aligned} \quad (9.3)$$

Din (9.3) rezultă expresia câștigului cu reacție la joasă frecvență

$$A_0 = \frac{a_0}{1 + T_0} \quad (9.4)$$

unde

$$T_0 = a_0 f \quad (9.5)$$

este câștigul pe buclă la joasă frecvență.

Banda la  $-3$  dB a circuitului cu reacție (adică frecvența corespunzătoare noii valori a polului) este, în conformitate cu (9.3),  $(1 + a_0 f) |p_1|$ . Rezultă că aplicarea reacției a redus câștigul la joasă frecvență cu un factor  $(1 + T_0)$  — ceea ce corespunde de altfel cu rezultatele obținute în *Capitolul 8* — dar a crescut frecvența de  $-3$  dB a circuitului cu același factor  $(1 + T_0)$ . De observat că produsul câștig-bandă este constant. Aceste rezultate sunt ilustrate în diagramele Bode din fig. 9.2, în care s-au trasat modulele mărimilor  $a(j\omega)$  și  $A(j\omega)$  în funcție de pulsație utilizându-se scări logaritmice. Este clar faptul că, pentru orice valoare a lui  $T_0$ , curbele care dau dependența câștigului de pulsație sunt conținute de o înfășurătoare dată de  $|a(j\omega)|$ .

Reacția negativă este folosită în realizarea amplificatoarelor de bandă largă, deoarece prin utilizarea ei proiectantul poate să realizeze compromisul necesar câștig-bandă. Reducerea de câștig care apare datorită reacției negative se compensează prin utilizarea de etaje suplimentare, care sunt în general tot amplificatoare cu reacție.

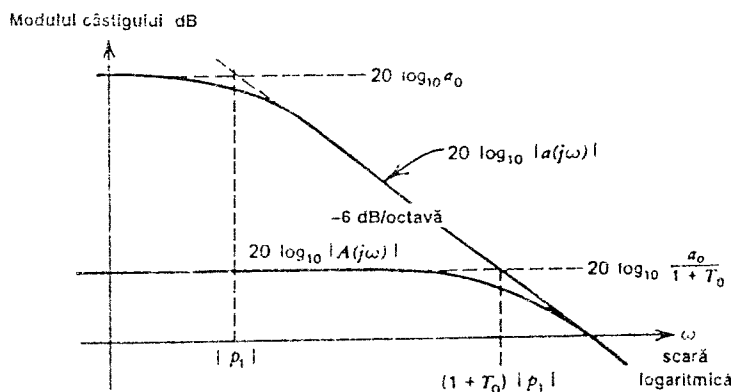


Fig. 9.2 Dependența de frecvență a modului câștigului amplificatorului de bază și a modului câștigului amplificatorului cu reacție.

Să examinăm acum efectul determinat de aplicarea reacției asupra polului funcției de transfer globale,  $A(s)$ . Din relația 9.3 rezultă că mărimea polului funcției  $A(s)$  crește, odată cu creșterea valorii de la joasă frecvență a câștigului pe buclă,  $T_0$ . Acest fapt este ilustrat în fig. 9.3, în care se prezintă *locul* geometric al polului funcției de transfer  $A(s)$  în planul  $s$ , atunci când variază  $T_0$ . Polul se găsește inițial (pentru  $T_0=0$ ) în  $p_1$  și se mișcă pe axa reală negativă spre stânga pe măsură ce  $T_0$  crește. Figura 9.3 constituie un caz simplu al *locului rădăcinilor*, care va fi discutat mai departe în Secțiunea 9.5.

### 9.3 INSTABILITATEA ȘI CRITERIUL NYQUIST<sup>1,2,3</sup>

În exemplul simplu considerat mai înainte s-a presupus că amplificatorul de bază are o funcție de transfer cu un singur pol; această situație este bine aproximată în practică de amplificatoarele operationale compensate intern cum ar fi, de exemplu, 741. Totuși, multe amplificatoare (inclusiv 741 înainte ca să i se adauge compensarea) au funcții de transfer cu mai mulți poli, fapt care duce la abateri față de rezultatele deduse anterior. După cum se va vedea ulterior compensarea amplificatorului se va proiecta astfel încât să se corecteze aceste abateri.

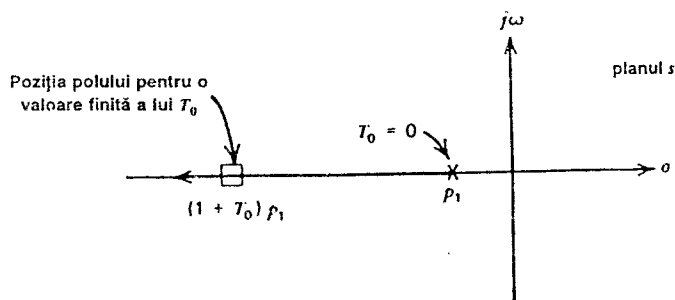
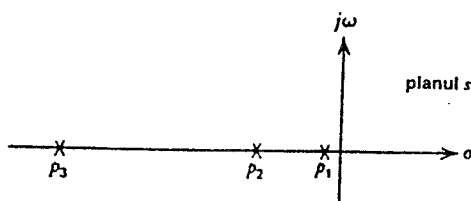


Fig. 9.3 Locul polilor circuitului din fig. 9.1; parametrul care variază este câștigul pe buclă  $T_0$ .

Fig. 9.4 Plasarea polilor unui amplificator în planul  $s$ .

Să considerăm un amplificator cu o funcție de transfer cu trei poli

$$a(s) = \frac{a_0}{\left(1 - \frac{s}{p_1}\right) \left(1 - \frac{s}{p_2}\right) \left(1 - \frac{s}{p_3}\right)} \quad (9.6)$$

în care mărimile  $|p_1|$ ,  $|p_2|$  și  $|p_3|$  exprimate în rad/s sunt pulsațiile corespunzătoare polilor. În fig. 9.4 este prezentată poziția polilor în planul  $s$  iar în fig. 9.5 sunt trasate dependența de pulsație a modulului  $|a(j\omega)|$  și a fazei  $\text{ph } a(j\omega)$ , presupunând o separare a polilor cu un factor de aproximativ 10. Pe graficul dependenței modulului s-au trasat numai asimptotele. Pentru pulsații mai mari ca pulsația primului pol,  $|p_1|$ , modulul  $|a(j\omega)|$  scade cu 6 dB/octavă și faza  $\text{ph } a(j\omega)$  atinge  $-90^\circ$ . După  $|p_2|$  panta atinge 12 dB/octavă, iar faza  $-180^\circ$ , iar după  $|p_3|$ , 18 dB/octavă, respectiv  $-270^\circ$ . Pulsația la care  $\text{ph } a(j\omega) = -180^\circ$  are o semnificație specială și se notează  $\omega_{180}$ ; valoarea modulului  $|a(j\omega)|$  la această pulsație se notează  $a_{180}$ . Dacă cei trei poli sunt suficient de depărtați (cu un factor de 10 sau mai mult) defazajul pentru pulsațiile  $|p_1|$ ,  $|p_2|$  și  $|p_3|$  este de aproximativ  $-45^\circ$ ,  $-130^\circ$  și  $-225^\circ$ ; pentru simplitate se va presupune că se realizează această situație. În plus se va presupune că dependența de pulsație a modulului  $|a(j\omega)|$  urmează caracteristica asimptotică; efectul dat în cazurile concrete de această presupunere se va lua în considerație ulterior.

Să presupunem acum că acest amplificator este conectat într-o buclă de reacție, ca în fig. 9.1, cu factorul de reacție  $f$ , constant. Deoarece  $f$  este constant câștigul pe buclă  $T(j\omega) = a(j\omega)f$  va avea aceeași dependență de frecvență ca și  $a(j\omega)$ . Trasând  $T(j\omega)$  în coordonate polare (modul și fază) cu  $\omega$  ca parametru se obține o curbă care se numește *diagrama Nyquist*. În fig. 9.6. este trasată diagrama Nyquist (desenul nu este la scară) pentru exemplul considerat în fig. 9.5; variabila este pulsația, care variază de la  $\omega = -\infty$  la  $\omega = \infty$ . Pentru  $\omega = 0$ ,  $|T(j\omega)| = T_0$  și  $\text{ph } T(j\omega) = 0$ ; curba taie axa reală la  $T_0$ . În conformitate cu fig. 9.5 pe măsură ce  $\omega$  crește  $|a(j\omega)|$  scade și  $\text{ph } a(j\omega)$  devine negativă, iar curba intră în cadranul IV. Atunci când  $\omega \rightarrow \infty$ ,  $\text{ph } a(j\omega) \rightarrow -270^\circ$  și  $|a(j\omega)| \rightarrow 0$ . Ca urmare curba tinde asimptotic către origine și este tangentă la axa imaginară. La pulsația  $\omega_{180}$  faza are valoarea  $-180^\circ$ ; curba intersectează axa reală negativă. Dacă în acest punct  $|a(j\omega_{180})f| > 1$ , diagrama Nyquist va înconjura punctul  $(-1, 0)$ , ca în cazul exemplului din fig. 9.6. Faptul că diagrama Nyquist înconjoară sau nu punctul  $(-1, 0)$  are o semnificație particulară, deoarece se găsește în *criteriul de stabilitate Nyquist* care, pentru scopurile urmărite de tratarea de față, se poate formula astfel:

*Dacă diagrama Nyquist înconjoară punctul  $(-1, 0)$  amplificatorul este instabil.*

Acest criteriu reprezintă în fond o metodă de a afla dacă funcția de transfer  $A(s)$  are poli în semiplanul drept. Dacă diagrama Nyquist înconjoară punctul  $(-1, 0)$  amplificatorul are poli în

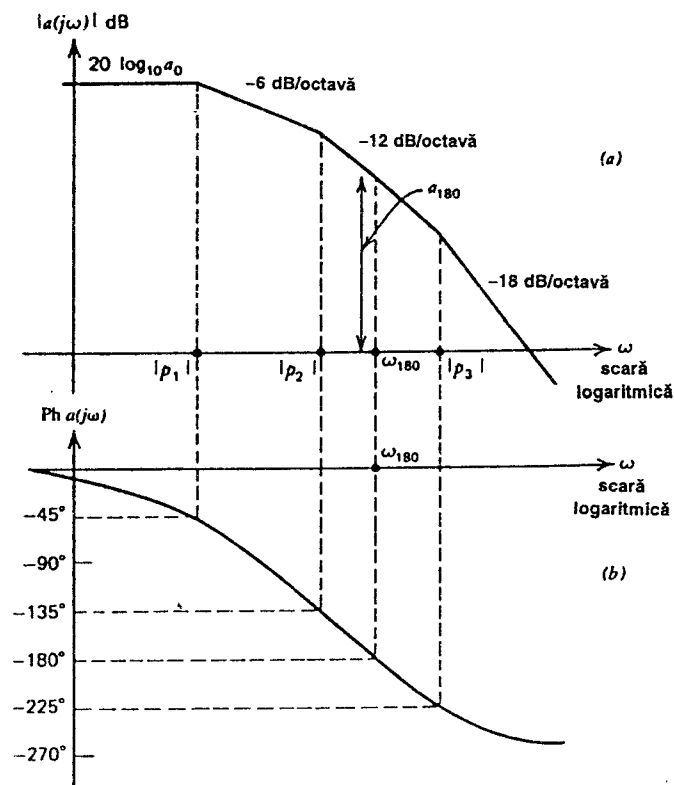


Fig. 9.5 Dependența de pulsație a modulului și fazei câștigului unui circuit care are o funcție de transfer cu trei poli.

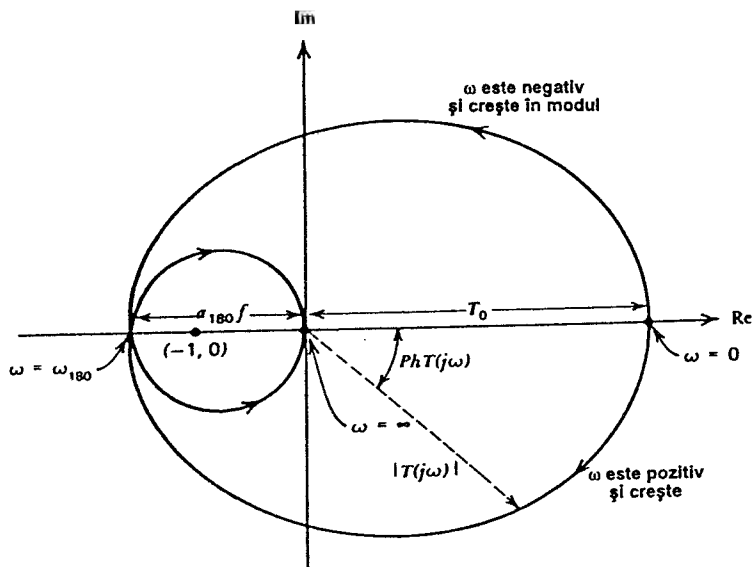


Fig. 9.6 Diagrama Nyquist [reprezentarea polară, modul și fază, a câștigului pe buclă,  $T(j\omega)$ ], corespunzătoare caracteristicii din fig. 9.5 (desenul nu este la scară).

semiplanul drept, iar circuitul va *oscila*. Numărul de poli din semiplanul drept este egal cu de câte ori înconjoară diagrama Nyquist punctul  $(-1,0)$ ; în exemplul nostru acest număr este egal cu doi. Ce semnifică existența unor poli în semiplanul drept se poate înțelege presupunând, de exemplu, că circuitul are o pereche de poli complecși  $(\sigma_1 \pm j\omega_1)$ ,  $\sigma_1$  fiind pozitiv. Răspunsul tranzitoriu al circuitului va conține un termen  $K_1 \exp(\sigma_1 t) \sin(\omega_1 t)$  care reprezintă o sinusoidă cu amplitudinea *crescătoare* dacă  $\sigma_1$  este pozitiv ( $K_1$  este o constantă care depinde de condițiile inițiale). Acest termen va fi prezent chiar dacă nu se mai aplică semnal la intrare; se spune că circuitul care se comportă în acest mod este *instabil* sau *oscilant*.

Semnificația punctului  $(-1,0)$  se poate înțelege presupunând că diagrama Nyquist trece prin acest punct. În această situație, folosind (9.2) în domeniul frecvență se obține, la pulsația  $\omega_{180}$   $T(j\omega) = a(j\omega)f = -1$  și  $A(j\omega) = \infty$ . Deci în acest caz valoarea câștigului pentru amplificatorul cu reacție este infinită, fapt care indică instalarea instabilității și a oscilațiilor. Această situație corespunde plasării polilor funcției de transfer  $A(s)$  pe axa imaginară  $j\omega$ , a planului  $s$ . Dacă acum îl vom mări pe  $T_0$  (crescând sau pe  $a_0$  sau pe  $f$ ) diagrama Nyquist se extinde *liniar* și va înconjura punctul  $(-1,0)$ . Această situație corespunde plasării polilor funcției de transfer  $A(s)$  în semiplanul drept (vezi fig. 9.7).

Din criteriul de stabilitate formulat anterior se poate deduce și un test *mai simplu* pentru aprecierea stabilității, util în mare majoritate a cazurilor uzuale:

Dacă  $|T(j\omega)| > 1$  la frecvența la care  $\text{ph } T(j\omega) = -180^\circ$ ,  
atunci amplificatorul este instabil.

Valabilitatea acestui criteriu pentru exemplul considerat anterior devine limpede după examinarea fig. 9.6 și aplicarea criteriului Nyquist.

Pentru a examina efectul reacției asupra stabilității unui amplificator să considerăm că amplificatorul cu trei poli al cărui câștig este dat de (9.6) este plasat într-o buclă de reacție cu  $f$  constant. În fig. 9.8 s-au trasat din nou dependența de pulsație a modulului (în dB) și a fazei câștigului; de asemenea s-a trasat și mărimea  $20 \log_{10}(1/f)$ , care este aproximativ egală cu valoarea câștigului cu reacția la joasă frecvență, exprimată în dB deoarece din

$$A_0 = \frac{a_0}{1 + a_0 f} \quad (9.7)$$

se obține

$$\frac{1}{f} \approx A_0 \quad (9.8)$$

dacă

$$T_0 = a_0 f \gg 1.$$

Să considerăm distanța,  $x$ , pe verticală între curba  $20 \log_{10} |a(j\omega)|$  și linia  $20 \log_{10}(1/f)$  din fig. 9.8. Deoarece scara pe verticală este în dB mărimea  $x$  va fi dată de:

$$x = 20 \log_{10} |a(j\omega)| - 20 \log_{10} 1/f = \quad (9.9)$$

$$= 20 \log_{10} |a(j\omega)f| =$$

$$= 20 \log_{10} |T(j\omega)|. \quad (9.10)$$



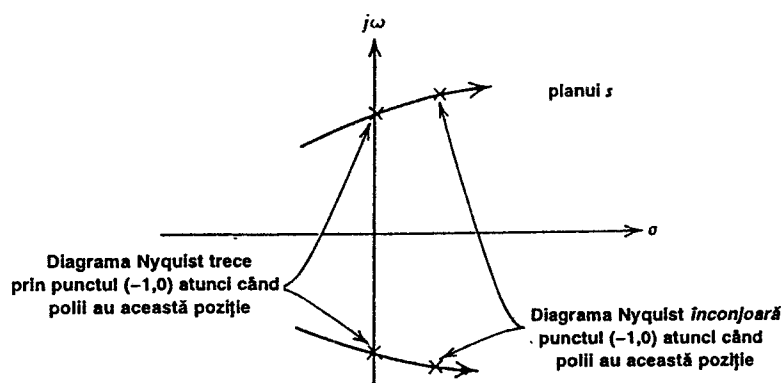


Fig. 9.7 Poziția polilor, corespunzătoare diferitelor diagrame Nyquist.

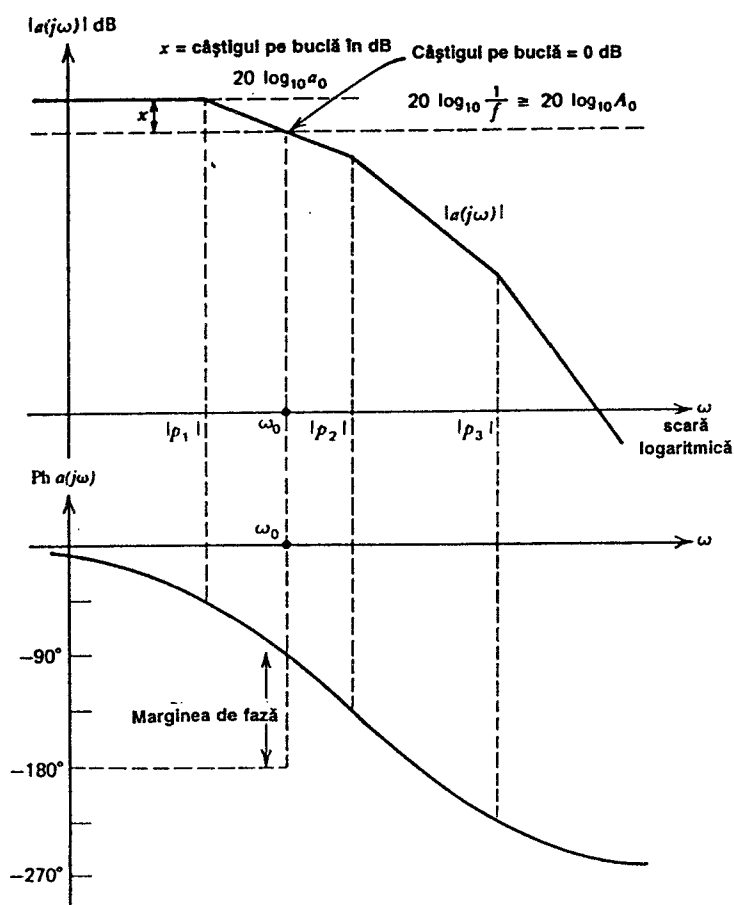


Fig. 9.8 Dependența de pulsație a modului și fazei câștigului amplificatorului, care are funcția de transfer (9.6), punându-se în evidență marginea de fază.

Deci distanța  $x$  constituie o *reprezentare directă în dB* a modului câștigului pe buclă,  $|T(j\omega)|$ . Punctul în care curba  $20 \log_{10} |a(j\omega)|$  se intersectează cu linia  $20 \log_{10} (1/f)$  este punctul în care

modulul câștigului pe buclă  $|T(j\omega)|$  este de 0dB sau egal cu *unu*; curba modulului câștigului  $|a(j\omega)|$ , în dB, din fig. 9.8 poate fi deci considerată curba lui  $|T(j\omega)|$ , în dB, dacă *linia punctată plasată la  $20\log_{10}(1/f)$  se ia ca o nouă axă orizontală*.

Exemplul simplu din *Secțiunea 9.1* arată că dependența de pulsație a câștigului cu reacție  $20\log_{10}|a(j\omega)|$  urmărește linia  $20\log_{10}A_0$  până la intersecția cu curba câștigului  $20\log_{10}a(j\omega)$  al amplificatorului de bază. Motivul acestei comportări este acum clar: la frecvențe înalte  $T(j\omega) \rightarrow 0$ , iar reacția *nu mai are nici o influență* asupra câștigului amplificatorului.

Figura 9.8 arată că modulul câștigului pe buclă  $|T(j\omega)|$  ajunge egal cu unitatea la pulsația  $\omega_0$ . Pentru cazul din figură la această pulsație faza câștigului pe buclă  $T(j\omega)$  nu a atins încă  $-180^\circ$ ; ca urmare utilizând criteriul Nyquist modificat, enunțat anterior, putem trage concluzia că *această buclă de reacție este stabilă*. Evident  $|T(j\omega)| < 1$  la pulsația la care  $\text{ph } T(j\omega) = -180^\circ$ . Dacă s-ar desena diagrama Nyquist pentru acest exemplu ea *nu ar înconjura* punctul  $(-1,0)$ .

Pe măsură ce valoarea modulului  $|T(j\omega)|$ , la pulsația la care  $\text{ph } T(j\omega) = -180^\circ$ , se apropie de unitate amplificatorul are o *margine de stabilitate mai mică*, situație care poate fi exprimată în două moduri.

Modul cel mai obișnuit este acela în care se specifică *marginea de fază*, definită în felul următor (vezi fig. 9.8):

$$\text{Marginea de fază} = 180^\circ + [\text{ph } T(j\omega) \text{ pentru pulsația la care } |T(j\omega)| = 1].$$

Pentru stabilitate marginea de fază trebuie să fie mai mare ca  $0^\circ$ .

O altă măsură a stabilității este dată de *marginea de câștig* definită în felul următor:

$$\begin{aligned} \text{Marginea de câștig} &= |T(j\omega)|, \text{ exprimat în dB,} \\ &\text{pentru pulsația la care } \text{ph } T(j\omega) = -180^\circ. \end{aligned}$$

Pentru stabilitate marginea de câștig trebuie să fie mai mică de 0 dB.

În continuare se va studia semnificația valorii marginii de fază. Pentru amplificatorul cu reacție considerat în *Secțiunea 9.1*, la care amplificatorul de bază are o funcție de transfer cu un singur pol, marginea de fază este, evident, de  $90^\circ$  dacă valoarea câștigului pe buclă la frecvențe joase este rezonabil de mare. Acest fapt este ilustrat în fig. 9.9. O margine de fază de  $90^\circ$  corespunde unui amplificator foarte stabil. În practică valoarea limită inferioară tipică permisă pentru marginea de fază este de  $45^\circ$ , valoarea uzuală fiind însă de  $60^\circ$ .

Să considerăm un amplificator cu reacție care are o margine de fază de  $45^\circ$  și un factor de reacție  $f$  real (deci constant, independent de frecvență). În acest caz

$$\text{Ph } T(j\omega_0) = -135^\circ \quad (9.11)$$

unde  $\omega_0$  este pulsația definită de

$$|T(j\omega_0)| = 1. \quad (9.12)$$

Egalitatea  $|T(j\omega_0)| = |a(j\omega_0)f| = 1$  conduce la

$$|a(j\omega_0)| = \frac{1}{f} \quad (9.13)$$

deoarece s-a presupus  $f$  real.

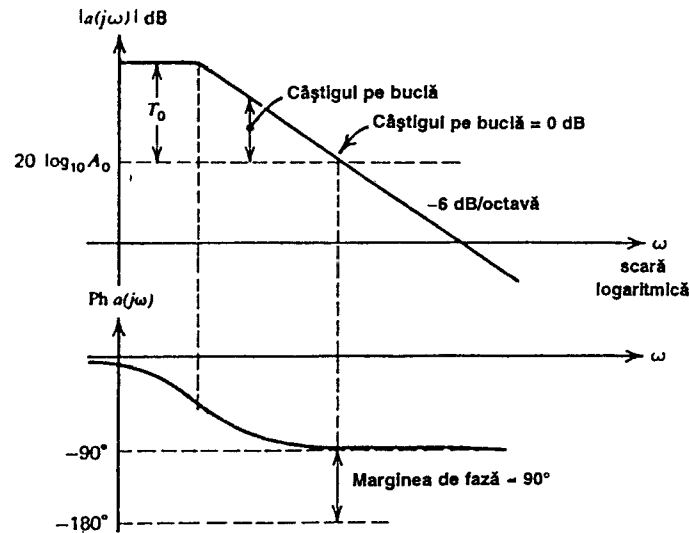


Fig. 9.9 Dependența de pulsație a modului și fazei câștigului amplificatorului de bază cu un singur pol; se pune în evidență marginea de fază care rezultă pentru o valoare dată a câștigului pe buclă, la joasă frecvență,  $T_0$ .

Câștigul global (cu reacție) este dat de

$$A(j\omega) = \frac{a(j\omega)}{1 + T(j\omega)}. \quad (9.14)$$

Înlocuind (9.11) și (9.12) în (9.14) se obține

$$A(j\omega_0) = \frac{a(j\omega_0)}{1 + e^{-j135^\circ}} = \frac{a(j\omega_0)}{1 - 0,7 - j0,7} = \frac{a(j\omega_0)}{0,3 - j0,7}$$

relație din care, utilizând (9.13), se găsește

$$|A(j\omega_0)| = \frac{|a(j\omega_0)|}{0,76} = \frac{1,3}{f}. \quad (9.15)$$

Pulsația  $\omega_0$  pentru care  $|T(j\omega_0)| = 1$  constituie punctul de  $-3$  dB pentru un amplificator de bază cu un singur pol; în acest caz la  $\omega_0$  valoarea câștigului cu reacție are o creștere de 2,4 dB ( $\times 1,3$ ) față de valoarea de la joasă frecvență (egală cu  $1/f$ ).

Să considerăm acum că marginea de fază are o valoare de  $60^\circ$ . În acest caz la pulsația  $\omega_0$  faza și modulul câștigului pe buclă sunt:

$$\text{ph } T(j\omega_0) = -120^\circ, \quad (9.16)$$

$$|T(j\omega_0)| = 1. \quad (9.17)$$

Procedând la fel ca și mai înainte se obține:

$$|A(j\omega_0)| = \frac{1}{f}.$$

În acest caz câștigul la  $\omega = \omega_0$  este egal cu câștigul de la joasă frecvență.

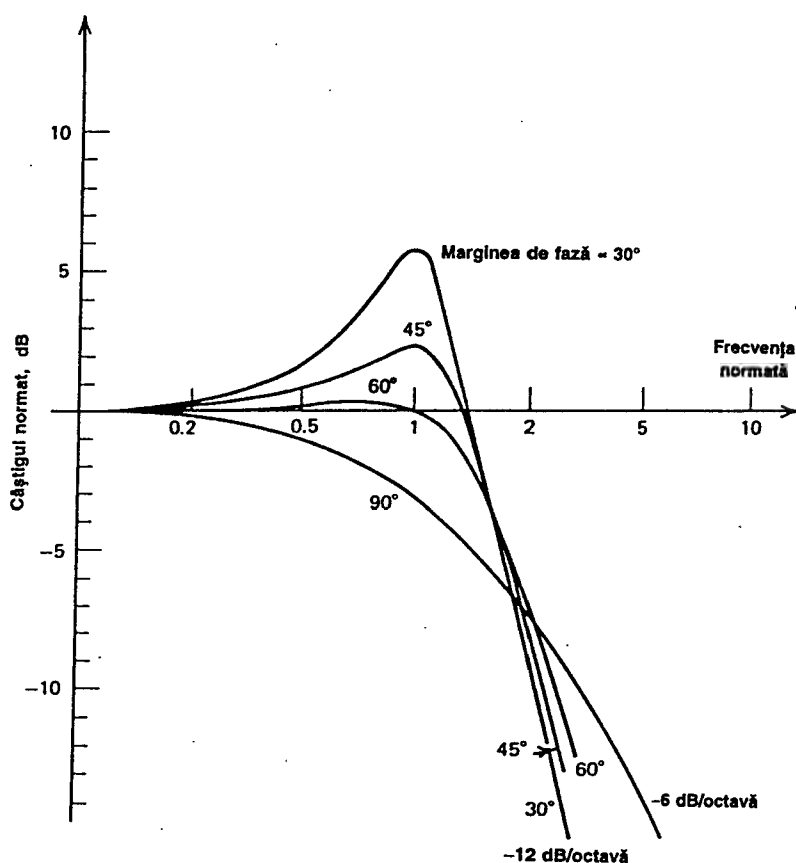


Fig. 9.10 Dependența normalizată a câștigului global pentru amplificatoare cu reacție în funcție de frecvența normalizată, pentru diverse valori ale marginii de fază. Frecvența este normalizată la acea valoare la care câștigul pe buclă este unitar.

În sfârșit, în cazul în care marginea de fază este de  $90^\circ$  se obține:

$$\text{ph } T(j\omega_0) = -90^\circ, \quad (9.18)$$

$$|T(j\omega_0)| = 1 \quad (9.19)$$

și rezultă

$$|A(j\omega_0)| = \frac{0,7}{f}. \quad (9.20)$$

După cum era de așteptat, valoarea câștigului la pulsația  $\omega_0$  este în acest caz cu 3 dB sub aceea din bandă.

Toate aceste rezultate sunt ilustrate în fig. 9.10 în care s-a trasat dependența câștigului cu reacție, normal la valoarea de la joasă frecvență, în funcție de frecvență pentru diferite valori ale marginii de fază. Curbele s-au trasat presupunând că răspunsul este dominat de primii doi poli ai funcției de transfer, cu excepția cazului în care marginea de fază este de  $90^\circ$ , caz în care există numai un singur pol. Pe măsură ce marginea de fază se micșorează valoarea

de vârf a câștigului devine tot mai mare tinzând spre infinit; oscilațiile apar pentru o margine de fază de  $0^\circ$ . Valoarea de vârf a câștigului apare la o pulsație apropiată de aceea la care  $|T(j\omega)| = 1$ ; pentru o margine de fază de  $60^\circ$  există o creștere maximă de 0,2 dB la o pulsație puțin mai mică decât pulsația la care  $|T(j\omega)| = 1$ . Dacă valoarea marginii de fază este diferită de  $90^\circ$  se observă că după depășirea valorii de vârf câștigul scade atingând o pantă de  $-12$  dB/octavă. (Câștigul cu bucla deschisă scade cu 12 dB/octavă datorită prezenței în caracteristica de transfer a doi poli).

## 9.4 COMPENSAREA ÎN FRECVENȚĂ

### 9.4.1 Teoria compensării

Fie din nou amplificatorul pentru care dependența modulului și fazei câștigului în funcție de pulsație sunt date în fig. 9.8. Presupunem că se aplică o reacție astfel încât valoarea câștigului cu reacție să fie  $A_0$  (vezi fig. 9.8.) iar marginea de fază pozitivă; în aceste condiții circuitul este stabil. Totuși este clar că accentuând reacția (făcându-l pe  $f$  mai mare, deci pe  $A_0$  mai mic) pot apare în cele din urmă oscilații. Această situație este prezentată în fig. 9.11, în care  $f_1$  s-a ales astfel încât să dea o margine de fază nulă; valoarea corespunzătoare a câștigului cu reacție este  $A_1 = 1/f_1$ . Dacă în continuare reacția se mărește (factorul de reacție devine  $f_2$ , iar câștigul cu reacție  $A_2 \approx 1/f_2$  marginea de fază ajunge negativă, iar circuitul va oscila. Rezultă că în cazul în care acest amplificator va fi utilizat într-o buclă de reacție care are un câștig pe buclă mai mare decât  $q_0 f_1$  va fi necesar să introducem unele modificări în circuit pentru a crește marginea de fază. Acest proces de modificare a circuitului este denumit *compensare*. De observat că fără compensare câștigul amplificatorului cu reacție din acest exemplu nu poate fi făcut mai mic decât  $A_1 = 1/f_1$  din cauza apariției oscilațiilor.

Cea mai simplă și cea mai uzuală metodă de compensare constă în reducerea benzii amplificatorului (denumită adeseori *îngustarea benzii*). Reducerea benzii se obține prin introducerea deliberată în caracteristica amplificatorului a unui pol dominant pentru a forța ca, la pulsația la care câștigul pe buclă este unitar, valoarea defazajului să fie mai mică de  $180^\circ$ . Utilizarea acestei metode determină însă și sacrificarea performanțelor în frecvență ale amplificatorului.

Situația cea mai dificil de compensat se realizează atunci când  $f=1$ , valoare care corespunde unei configurații de reacție în care câștigul este unitar. În acest caz curba câștigului pe buclă este identică cu aceea a amplificatorului de bază. Să considerăm că ne aflăm în această situație și să presupunem că amplificatorul de bază are o caracteristică ca aceea din fig. 9.11. Pentru a compensa amplificatorul vom introduce un nou pol dominant, la pulsația  $|p_D|$ , ca în fig. 9.12, și vom presupune că acest nou pol nu afectează valorile inițiale ale polilor amplificatorului plasați la pulsațiile  $|p_1|$ ,  $|p_2|$  și  $|p_3|$ . Deoarece această presupunere nu este de obicei corectă ea se consideră aici numai cu un scop ilustrativ.

Introducerea în caracteristica de transfer a amplificatorului a polului dominant cu pulsația  $|p_D|$  face ca modulul câștigului să scadă cu 6 dB/octavă până se atinge pulsația  $|p_1|$ ; în toată această zonă defazajul introdus în amplificator tinde asimptotic către  $-90^\circ$ . Dacă pulsația  $|p_D|$  se alege astfel încât modulul câștigului  $|a(j\omega)|$  să fie egal cu unitatea la pulsația  $|p_1|$ , ca în fig. 9.12, atunci și câștigul pe buclă este unitar la pulsația  $|p_1|$  (pentru cazul presupus anterior al reacției cu  $f=1$ ).

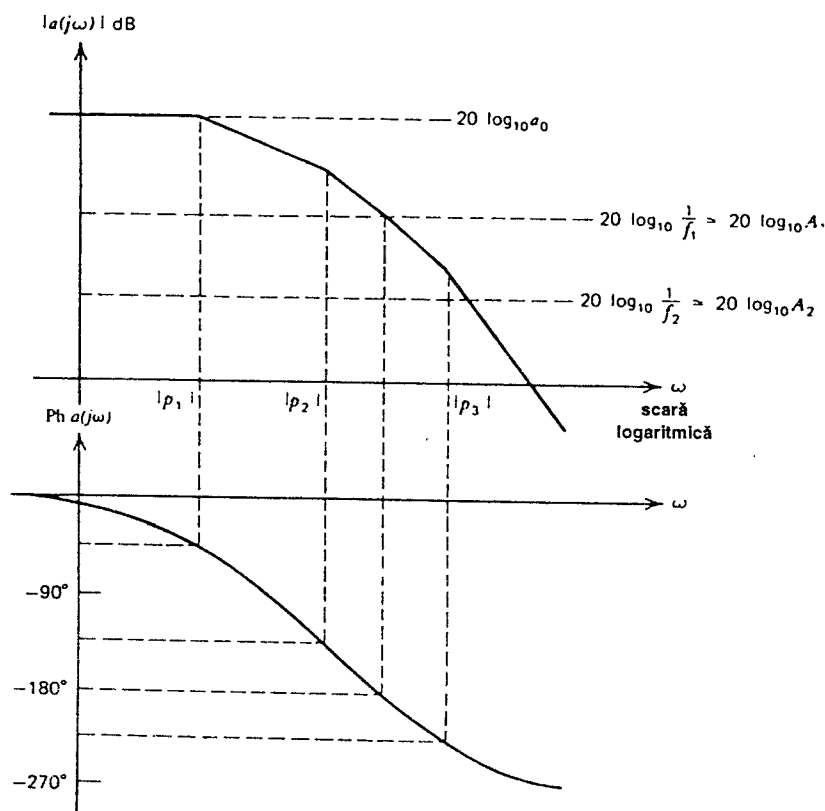


Fig. 9.11 Dependența de pulsație a modului și fazei câștigului amplificatorului de bază, cu trei poli. Pentru o valoare  $f_1$  a factorului de reacție marginea de fază este nulă, iar pentru o valoare  $f_2$ , negativă.

Marginea de fază este în acest caz de  $45^\circ$ , ceea ce înseamnă că amplificatorul cu reacție este stabil. Într-o astfel de conexiune de reacție amplificatorul necompensat ar fi fost *instabil*.

Prețul care a fost plătit în acest caz pentru obținerea stabilității este dat de faptul că frecvența la care câștigul este unitar a amplificatorului compensat fără reacție este numai  $|p_1|$ , fiind mult mai mică față de cazul amplificatorului necompensat. De asemenea, odată aplicată reacția, câștigul pe buclă începe să scadă la pulsația  $|p_D|$ ; odată cu scăderea câștigului pe buclă, se diminuează simultan și toate avantajele oferite de aplicarea reacției. De exemplu în Capitolul 8 s-a arătat că reacția sunt la intrarea sau ieșirea unui amplificator *reduce* valoarea impedanțelor de intrare sau ieșire cu un factor  $[1 + T(j\omega)]$ . Deoarece  $T(j\omega)$  este dependent de frecvență impedanța văzută la terminalele corespunzătoare unui amplificator cu reacție sunt să înceapă să *crească* atunci când  $|T(j\omega)|$  începe să scadă. Deci impedanța văzută la terminalele respective, la înaltă frecvență, va apărea *inductivă* ca, de exemplu, în cazul impedanței  $Z_o$  pentru un repetor pe emitor calculată în Capitolul 7. (Vezi Problema 9.8).

## ■ EXEMPLU

Să se calculeze frecvența polului dominant care asigură compensarea amplificatorului operațional 702, pentru funcționarea cu câștig unitar, cu o margine de fază de  $45^\circ$ . Valoarea,

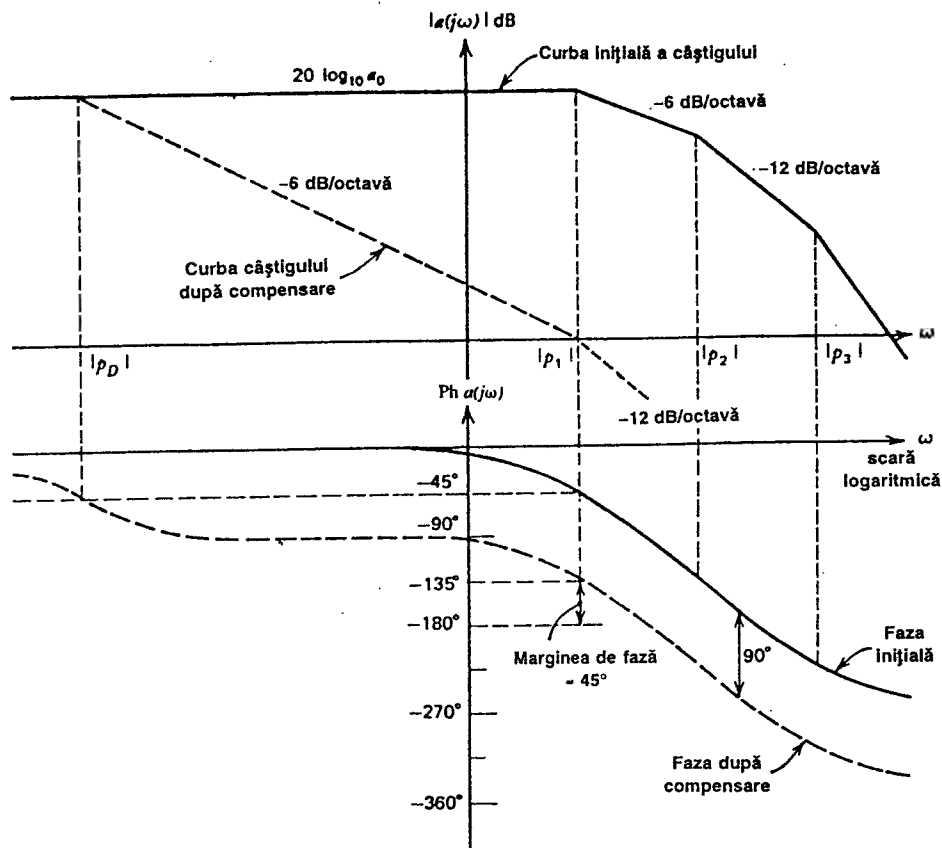


Fig. 9.12 Dependența de pulsație a modului și fazei câștigului amplificatorului de bază, cu trei poli. Compensarea — pentru a se realiza în condițiile aplicării unei reacții astfel încât câștigul să fie unitar ( $f=1$ ) — se realizează prin introducerea unui pol negativ la pulsația  $|p_D|$ .

la joasă frecvență, a câștigului este  $a_0=3600$ ; amplificatorul are polii la  $-(p_1/2\pi)=1$  MHz,  $-(p_2/2\pi)=4$  MHz și  $-(p_3/2\pi)=40$  MHz.

În acest exemplu, al doilea pol,  $p_2$ , este suficient de apropiat de  $p_1$  astfel că la frecvența de -3 dB a amplificatorului introduce un defazaj semnificativ. Ca urmare soluția acestei probleme se va obține prin utilizarea rezultatelor aproximative deduse anterior rezultând o estimare inițială a valorii necesare a frecvenței polului dominant, urmată de o ajustare empirică a valorii acestei frecvențe pentru a se obține rezultatul dorit.

În conformitate cu fig. 9.12 polul dominant  $|p_D|$  trebuie plasat astfel încât câștigul să scadă cu 6 dB/octavă de la  $a_0=3600$  ajungând egal cu unitatea la  $|p_1/2\pi|=1$  MHz. Deoarece o scădere cu 6 dB/octavă a câștigului în funcție de frecvență indică o proporționalitate directă, rezultă:

$$\left| \frac{p_D}{2\pi} \right| = \frac{1}{a_0} \left| \frac{p_1}{2\pi} \right| = \frac{10^6}{3600} \text{ Hz} = 278 \text{ Hz}.$$

După introducerea polului  $|p_D|$  caracteristica de transfer capătă forma

$$a(j\omega) = \frac{3600}{\left(1 + \frac{j\omega}{|p_D|}\right) \left(1 + \frac{j\omega}{|p_1|}\right) \left(1 + \frac{j\omega}{|p_2|}\right) \left(1 + \frac{j\omega}{|p_3|}\right)} \quad (9.21)$$

în care polii sunt exprimați în rad/s. Din expresia 9.21 frecvența la care câștigul este unitar ( $|a(j\omega)|=1$ ) rezultă de 780 kHz. Această valoare este ușor sub cea stabilită, de 1 MHz, deoarece la frecvența de frângere,  $p_1/2\pi$ , curba exactă a câștigului este cu 3 dB sub asimptotă. La 780 kHz defazajul care rezultă din (9.21) este de  $-139^\circ$ , în loc de valoarea vizată de  $-135^\circ$ , deoarece include și o contribuție de  $-11^\circ$  din partea polului  $|p_2|$ . Deși în majoritatea cazurilor aceste două valori sunt suficient de apropiate, o margine de fază exact de  $45^\circ$  se poate obține empiric reducând pe  $|p_D|$  până în momentul în care (9.21) indică un defazaj de  $-135^\circ$  la frecvența la care câștigul este unitar; această situație se realizează pentru  $p_D/2\pi=260$  Hz care dă o valoare de 730 kHz a frecvenței la care câștigul este unitar. ■

Să considerăm acum funcționarea amplificatorului, a cărei caracteristică este dată în fig. 9.12 (cu un pol dominant la pulsația  $|p_D|$ ), atunci când este utilizat într-o buclă de reacție cu  $f < 1$  (adică pentru un câștig global  $A_0 > 1$ ). Această situație este ilustrată în fig. 9.13. Câștigul pe buclă ajunge unitar la pulsația  $\omega_x$ , iar marginea de fază a circuitului este acum de aproximativ  $90^\circ$ . Banda la  $-3$  dB a circuitului cu reacție este  $\omega_x$ . Circuitul are acum o compensare mai accentuată decât are nevoie, ceea ce duce de fapt la o „pierdere” de bandă. Deci, deși este convenabil să compensăm un amplificator pentru situația de câștig unitar și apoi să-l utilizăm, pentru alte aplicații fără modificări (așa cum se face în multe amplificatoare operaționale) această procedură este cu totul „risipitoare” în ceea ce privește banda. Amplificatoarele de câștig constant (fixat) proiectate pentru aplicații în care se cere o valoare maximă a benzii sunt compensate în mod uzual pentru o valoare a marginii de fază (tipic  $45^\circ$  sau  $60^\circ$ ) specificată la valoarea impusă a câștigului. Amplificatoarele operaționale sunt însă circuite de uz general care trebuie să poată funcționa cu diferite rețele de reacție cu  $f$  variind de la 0 la 1. Pentru aceste circuite banda optimă se obține prin realizarea compensării de către utilizator, care o potrivește în concordanță cu valoarea impusă a câștigului; în acest fel pentru valorile mari ale câștigului se obține o bandă mult mai mare, după cum se poate vedea și în fig. 9.14. Această figură prezintă compensarea amplificatorului cu caracteristica din fig. 9.11 pentru un câștig cu reacție  $A_0$ . Polul dominant se introduce la o pulsație  $|p'_D|$  astfel încât să se obțină o margine de fază de  $45^\circ$ . În mod evident pulsația  $|p'_D|$  este mult mai mare ca  $|p_D|$ . Banda la  $-3$  dB a amplificatorului cu reacție are valoarea nominală  $|p_1|$ , pulsație la care câștigul pe buclă este de 0 dB (nu s-au luat în considerație supracreșterile caracteristicii câștig-pulsație). Pentru situația în care se utilizează o compensare pentru o valoare unitară a câștigului (fig. 9.13), pulsația de  $-3$  dB va fi  $\omega_x |p_1|/A_0$ . Evident, deoarece  $A_0$  poate fi mare îmbunătățirea valorii benzii pentru situația din fig. 9.14, în comparație cu aceea din fig. 9.13, este semnificativă.

În schemele de compensare discutate până acum s-a presupus că amplificatorului i se adaugă un pol dominant și că acest fapt nu afectează localizarea celorlalți poli ai amplificatorului. O metodă mult mai eficientă de compensare a amplificatorului, în ceea ce privește banda, constă în adăugarea de capacități circuitului astfel încât pulsația polului dominant inițial al amplificatorului  $|p_1|$  să fie micșorată, realizând astfel funcția de compensare.



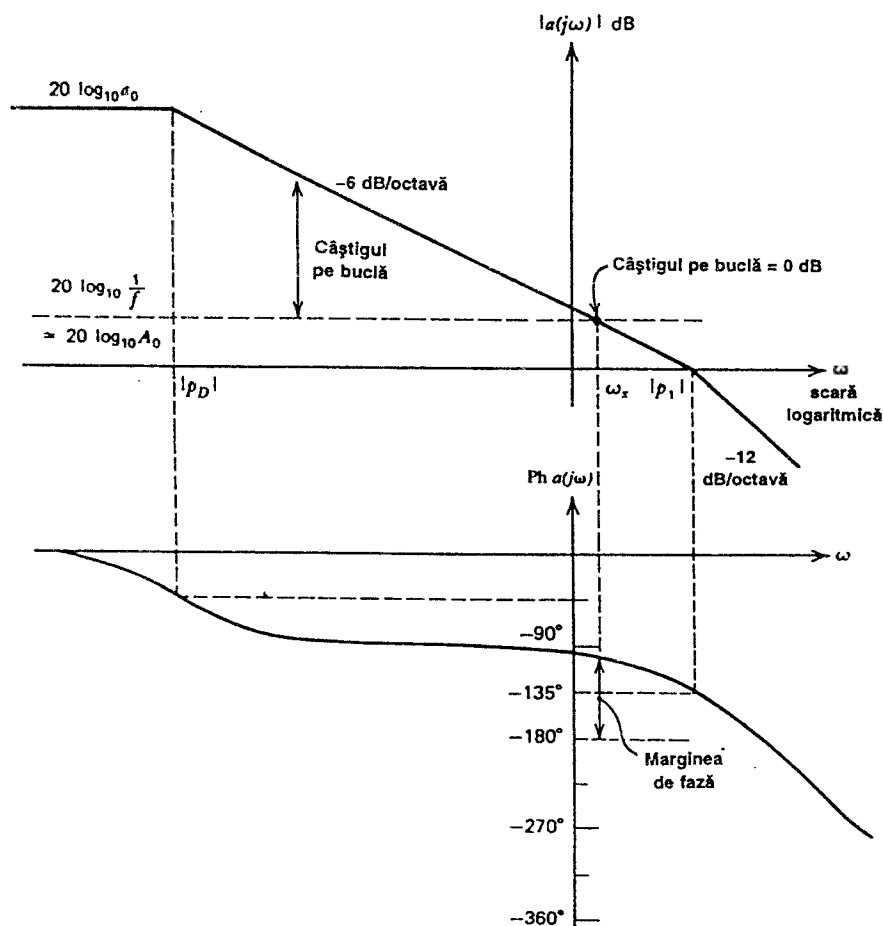


Fig. 9.13 Dependența de pulsație a modulului și fazei câștigului pentru un amplificator compensat astfel încât să funcționeze într-o buclă de reacție cu  $f=1$  și cu o margine de fază de  $45^\circ$ . În figură marginea de fază este indicată pentru funcționarea într-o buclă cu reacție, cu  $f < 1$ .

Această metodă implică atât accesul la nodurile interne ale amplificatorului cât și cunoașterea acelor noduri în care adăugarea de capacități duce la scăderea pulsației  $|p_1|$ .

Să considerăm în continuare efectele date de aplicarea acestei metode la compensarea pentru câștig unitar a amplificatorului cu caracteristica din fig. 9.11. Vom presupune, din nou, că poziția polilor de la frecvențe mai înalte  $p_2$  și  $p_3$  nu este afectată de această procedură. De fapt, în realitate, în funcție de metoda de compensare utilizată, frecvența acestor poli crește sau scade; de această chestiune ne vom ocupa mai târziu.

Compensarea amplificatorului prin micșorarea lui  $|p_1|$  este prezentată în fig. 9.15. Pentru a se obține o margine de fază de  $45^\circ$ , în condițiile unei reacții care determină o valoare unitară a câștigului cu reacție, mărimea polului dominant  $|p'_1|$  trebuie aleasă astfel încât valoarea câștigului să ajungă egală cu unitatea la pulsația  $|p_2|$  (al doilea pol ca mărime). Deci valoarea nominală a benzii în configurația cu câștig unitar este  $|p_2|$ ; la această pulsație câștigul pe buclă este unitar.

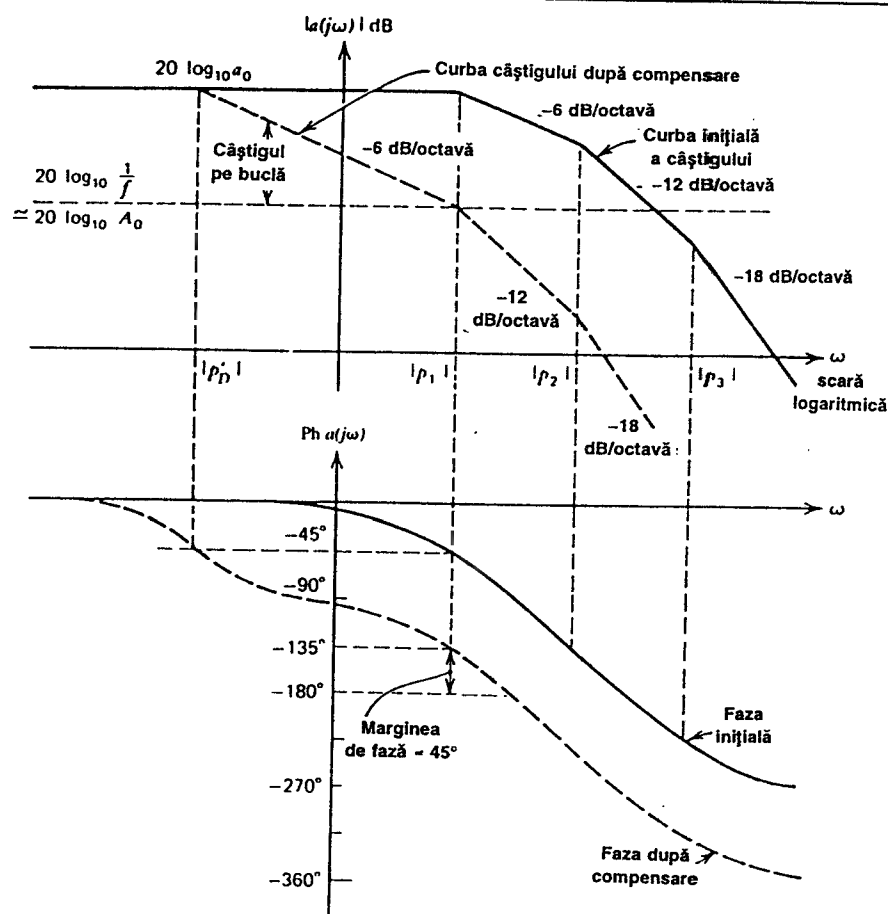


Fig. 9.14 Dependența de pulsație a modulului și fazei câștigului pentru un amplificator compensat pentru a funcționa într-o buclă de reacție cu  $f < 1$  și o margine de fază de  $45^\circ$ . Compensarea se realizează prin adăugarea unui pol nou,  $p_D'$ .

Pentru a face o comparație să observăm că la compensarea realizată prin adăugarea unui pol suplimentar cu pulsația  $|p_D|$ , banda care rezultă este  $|p_1|$ , vezi fig. 9.12. În schemele concrete de amplificatoare pulsația  $|p_2|$  este adeseori de 5—10 ori mai mare ca  $|p_1|$  obținându-se astfel o îmbunătățire substanțială a benzii.

Rezultatele prezentate în această secțiune explică de ce amplificatorul de bază destinat să lucreze într-un circuit cu reacție este proiectat în mod obișnuit cu cât mai puține etaje. Fiecare etaj mai adaugă în mod inevitabil poli la caracteristica de transfer fapt care sporește dificultatea problemei compensării mai ales în cazul în care se cere și o bandă largă.

### 9.4.2 Metode de compensare

Pentru a compensa un circuit prin obișnuita metodă a îngustării benzii, descrisă mai sus, este necesar să-i adăugăm o capacitate pentru a crea un pol dominant la frecvența dorită.

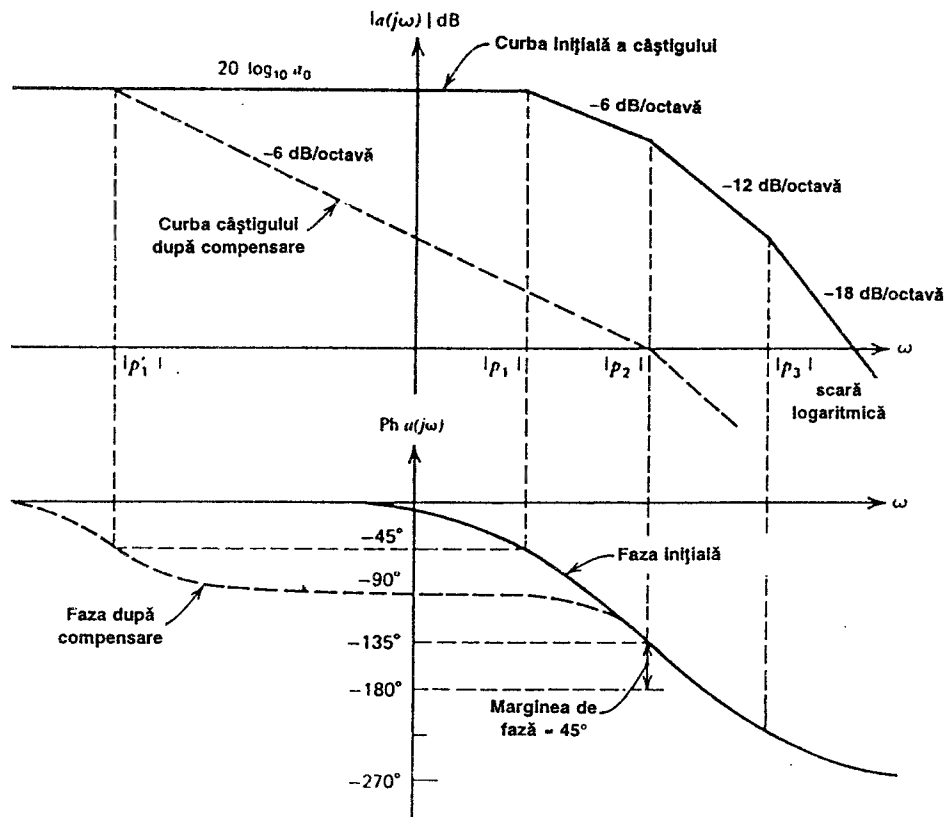


Fig. 9.15 Dependența de pulsație a modului și fazei câștigului pentru un amplificator compensat pentru a funcționa într-o buclă cu reacție cu  $f=1$  și o margine de fază de  $45^\circ$ . Compensarea se realizează prin reducerea pulsației  $|p_1|$  a polului dominant al amplificatorului original.

O posibilitate practică este ilustrată în fig. 9.16 care constituie schema primelor două etaje ale unui amplificator simplu. Un capacitor,  $C$ , de valoare mare, se conectează între colectoarele tranzistoarelor etajului de intrare. Etajul de ieșire, care este presupus de bandă largă, nu este indicat în figură. Semicircuitul diferențial pentru schema din fig. 9.16 este prezentat în fig. 9.17; trebuie să se observe că în acest semicircuit capacitatea de compensare este de valoare dublă. Contribuția majoră la polul dominant al unui circuit de acest tip (dacă  $R_s$  nu este prea mare) este dată de capacitatea de intrare a tranzistorului  $Q_4$  și de capacitatea Miller asociată lui. Plasarea capacitorului de compensare, așa cum este indicată în figură, va reduce frecvența polului dominant al amplificatorului original, realizându-se astfel funcția de compensare dorită. Prin adăugarea capacitorului  $C$  se vor modifica aproape sigur și polii de la frecvențe mai înalte ai amplificatorului. În practică, cea mai bună metodă de abordare a proiectării compensării este de a utiliza fie simularea pe calculator fie determinări experimentale pentru a găsi poziția inițială a polilor. Se face o primă estimare a lui  $C$ , presupunând că polii de la frecvențe mai înalte nu-și schimbă poziția; urmează o nouă simulare sau determinare experimentală incluzând în schemă capacitorul  $C$ , pentru a verifica valabilitatea presupunerii. Pe baza acestor date noi se continuă cu o nouă estimare a valorii capacitorului  $C$  etc. Acest proces converge în mod obișnuit după câteva iterații.

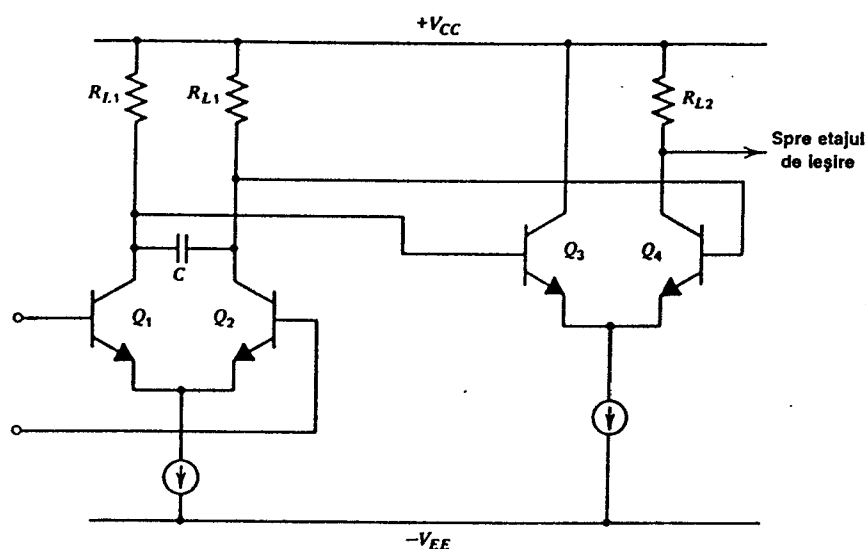


Fig. 9.16 Compensarea unui amplificator prin introducerea unui capacitor de valoare mare,  $C$ .

Valoarea polului dominant pentru circuitul din fig. 9.17 poate fi estimată prin metoda constantelor de timp în gol. Totuși dacă valoarea necesară pentru  $C$  este foarte mare, acest capacitor va fi dominant; ca urmare la estimarea polului dominant se va lua în considerație numai capacitorul  $C$  și se vor ignora celelalte capacități din circuit. În acest caz valoarea polului dominant este

$$|p_D| = \frac{1}{2CR} \quad (9.22)$$

în care

$$R = R_{L1} \parallel R_{i4} \quad (9.23)$$

și

$$R_{i4} = r_{b4} + r_{\pi4} \quad (9.24)$$

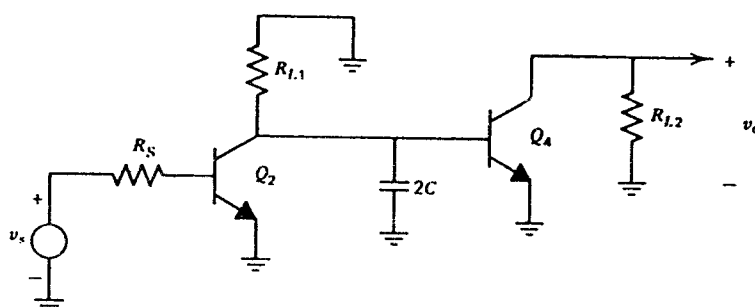


Fig. 9.17 Semicircuitul diferențial pentru circuitul din fig. 9.16.

Un dezavantaj al acestei metode de realizare a compensării este dat de faptul că rezultă o valoare mare a capacitorului  $C$  (tipic mai mare de 1000 pF) care nu se poate realiza pe un cip de circuit monolitic.

Multe amplificatoare operaționale moderne au compensarea pentru funcționarea cu câștig unitar inclusă pe cip, din partea utilizatorului nemaifiind necesară nici o compensare. (Sacrificiul în ceea ce privește banda, determinat de această tehnică de compensare, atunci când se lucrează cu valori ale câștigului diferite de unitate, a fost descris și semnalat anterior). Pentru a se putea fabrica un amplificator operațional monolitic compensat intern, compensarea trebuie realizată folosind un capacitor mai mic de 50 pF. Această valoare mică sugerează utilizarea *efectului Miller* pentru a *multiplica* valoarea capacității. Un exemplu e constituit de amplificatorul operațional 741, este dat în fig. 9.18. Capacitorul de compensare de 30 pF este conectat pe perechea Darlington  $Q_{16}$ - $Q_{17}$  și produce un pol de 4,9 Hz (în conformitate cu rezultatele obținute în *Capitolul 7* prin utilizarea metodei constantelor de timp în gol). Dependențele de frecvență ale modului câștigului și fazei care rezultă prin folosirea acestei capacități de compensare pentru 741 sunt prezentate în fig. 9.19. Aceste curbe au fost obținute prin utilizarea programului SLIC și a valorilor tipice pentru 741. Ele pun în evidență o valoare de 1,25 MHz a frecvenței pentru care câștigul este unitar, o margine de fază de  $80^\circ$  și un câștig la joasă frecvență de 108 dB. Trebuie arătat că pentru diverse amplificatoare de tip 741 existente pe piață se obțin performanțe întrucâtva diferite, din cauza valorilor diferite ale parametrilor dispozitivelor, determinate de diferențele între procesele de fabricație utilizate.

Acest mod de realizare a compensării oferă pe lângă posibilitatea de a utiliza un capacitor de mică valoare, care poate fi integrat pe cip, și un alt avantaj important, dat de fenomenul denumit *separarea polilor*<sup>6</sup>. Pentru a ilustra fenomenul de separare a polilor în fig. 9.20 se indică (nu la scară) pozițiile polilor și zerourilor importante ale amplificatorului 741, înainte și după compensare, calculate folosind programul SLIC. Înainte de compensare circuitul are doi poli importanți la joasă frecvență, la 18,9 kHz și 328 kHz.

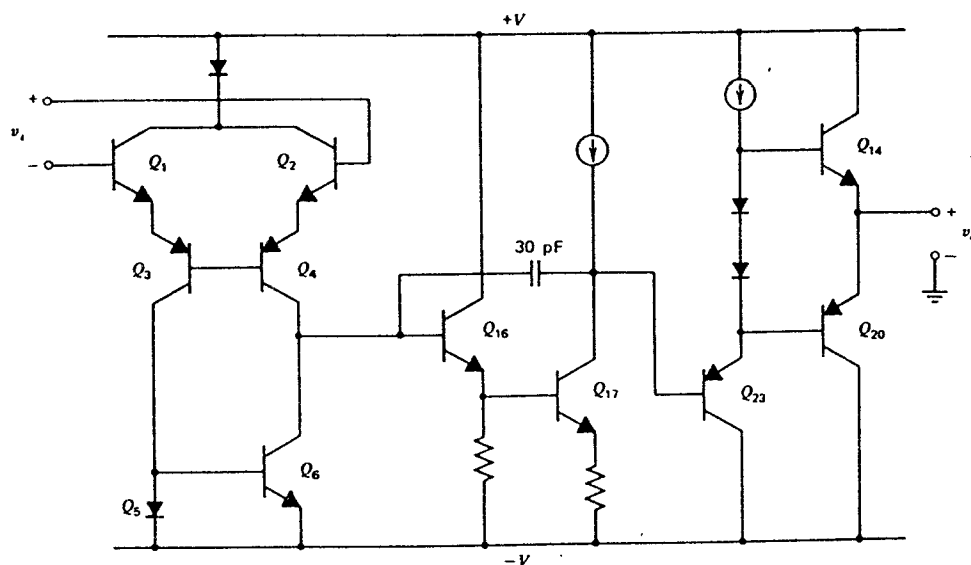


Fig. 9.18 Schema simplificată a amplificatorului operațional 741. Compensarea se realizează prin efect Miller folosind un capacitor de 30 pF conectat pe perechea Darlington  $Q_{16}$ - $Q_{17}$ .

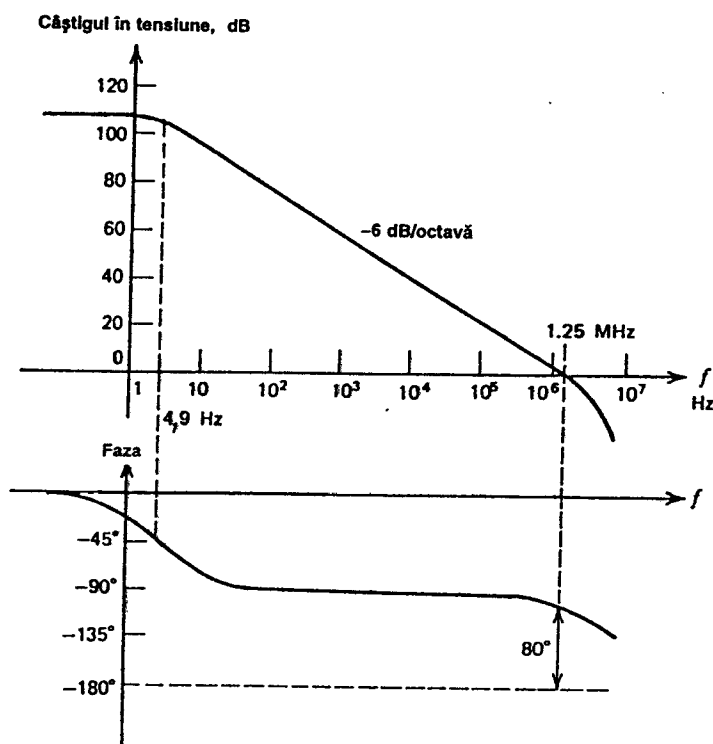


Fig. 9.19 Dependența de frecvență a modulului și fazei câștigului amplificatorului operațional 741.

Calculule din *Capitolul 7* au arătat că polul dominant de la 18,9 kHz este determinat în mare măsură de capacitatea șunt din baza tranzistorului  $Q_{16}$ . Simulările pe calculator, în condițiile în care în diverse părți ale circuitului se elimină diferite elemente capacitive, arată că polul de la 328 kHz este introdus tot de tranzistoarele  $Q_{16}$  și  $Q_{17}$ . Restul de poli și zerouri este dat de diverse părți ale circuitului, inclusiv etajele de intrare și ieșire.

După compensare în poziția polilor și zerourilor are loc o schimbare majoră (vezi fig. 9.20b). După cum s-a dorit, amplificatorul are acum un pol dominant la 5 Hz; în plus se obține și un avantaj suplimentar deoarece al doilea pol de la 328 kHz a fost practic eliminat. Acum toți ceilalți poli sunt grupați între 10 MHz și 15 MHz într-o aglomerare care include și poli complecși. Deoarece câștigul amplificatorului trebuie să fie făcut unitar la o frecvență mai mică decât aceea corespunzătoare celui de-al doilea pol (pentru a avea o margine de fază adecvată), îndepărtarea polului de la 328 kHz mărește mult banda realizabilă a circuitului. Dacă acest pol nu s-ar fi mișcat, era necesară ajustarea capacitorului de compensare astfel încât valoarea câștigului amplificatorului 741 să ajungă egală cu unitatea la o frecvență *mai mică* decât 328 kHz.

Separarea celor doi poli de joasă frecvență ai amplificatorului 741 descrisă mai sus este un proces destul de complex care include și alți poli și zerouri de la înaltă frecvență ai perechii Darlington. Procesul de separare a polilor poate fi, totuși, ilustrat presupunând că perechea Darlington se înlocuiește cu un singur tranzistor. În această situație va avea loc un proces similar de separare a polilor, care va fi ilustrat în cele ce urmează. Înlocuind perechea Darlington  $Q_{16}$ - $Q_{17}$  din fig. 9.18 cu un singur tranzistor funcția de transfer a etajului se poate

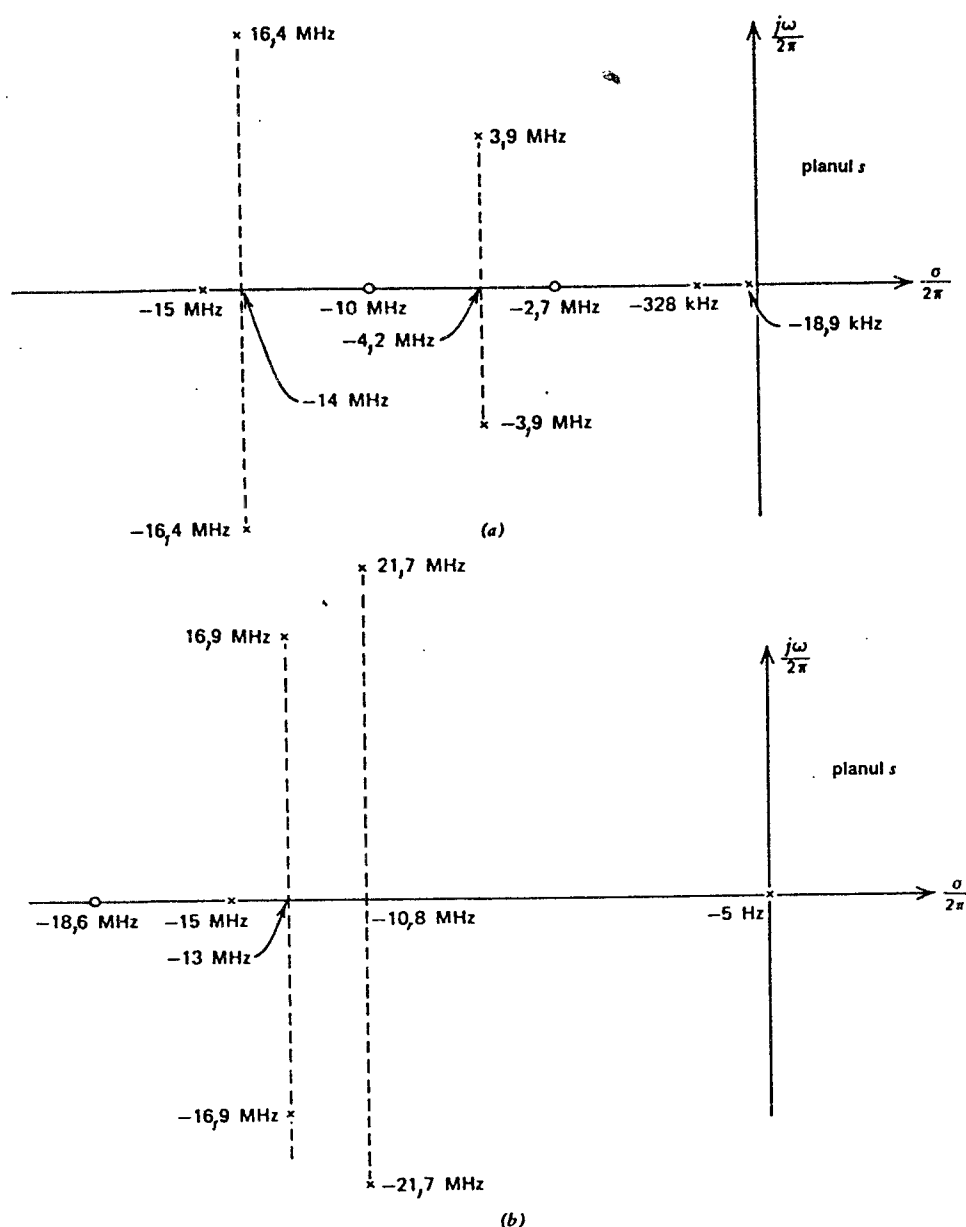


Fig. 9.20 Polii și zerourile amplificatorului operațional 741 determinate cu calculatorul. (a) Înainte de compensare. (b) După compensare. (Desenul nu este la scară).

calcula din circuitul echivalent aproximativ prezentat în fig. 9.21. Etajul este alimentat de un curent  $i_s$  care vine de la sarcina activă. Rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$  reprezintă rezistențele paralele totale de intrare și respectiv ieșire, inclusiv rezistențele de intrare și ieșire ale tranzistorului, iar  $C_1$  și  $C_2$  reprezintă capacitățile totale paralele la intrare și respectiv ieșire. Capacitorul  $C$  este dat de capacitatea colector-bază a tranzistorului plus capacitatea de compensare.

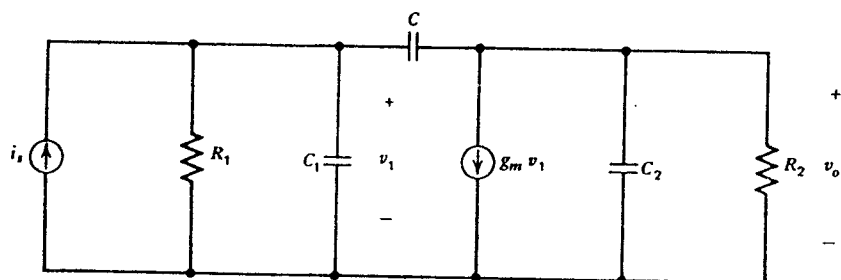


Fig. 9.21 Circuitul echivalent de semnal mic al unui etaj cu un singur tranzistor. Capacitorul de reacție  $C$  include capacitatea de compensare.

Pentru circuitul din fig. 9.21 se poate scrie:

$$i_s = \frac{v_1}{R_1} + v_1 C_1 s + (v_1 - v_o) C s = 0, \quad (9.25)$$

$$g_m v_1 + \frac{v_o}{R_2} + v_o C_2 s + (v_o - v_1) C s = 0. \quad (9.26)$$

Din (9.25) și (9.26) se obține:

$$\frac{v_o}{i_s} = \frac{(g_m - Cs) R_2 R_1}{1 + s[(C_2 + C_1) + (C_1 + C) + g_m R_2 R_1 C] + s^2 R_2 R_1 (C_2 C_1 + C C_2 + C C_1)}. \quad (9.27)$$

Funcția de transfer are un zero real, pozitiv

$$z = \frac{g_m}{C} \quad (9.27a)$$

care, uzual, în circuitele bipolare este suficient de mare ca să poată fi neglijat. Pentru circuitele cu TEC, din cauza valorii mai mici a transconductanței  $g_m$ , această neglijare nu este de obicei posibilă. Această chestiune va fi reluată ulterior.

Circuitul are o funcție de transfer cu doi poli. Dacă  $p_1$  și  $p_2$  sunt polii circuitului atunci numitorul lui (9.27) se poate scrie

$$D(s) = \left(1 - \frac{s}{p_1}\right) \left(1 - \frac{s}{p_2}\right) = \quad (9.28)$$

$$= 1 - s \left( \frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2} \right) + \frac{s^2}{p_1 p_2}. \quad (9.29)$$

Dacă polii sunt mult separați, fapt care se și întâmplă în mod obișnuit, atunci

$$D(s) \approx 1 - \frac{s}{p_1} + \frac{s^2}{p_1 p_2}. \quad (9.30)$$

De observat că s-a presupus că polul dominant este  $p_1$ .

Identificând coeficienții din (9.29) și (9.30) se găsește



$$p_1 = - \frac{1}{(C_2 + C)R_2 + (C_1 + C)R_1 + g_m R_2 R_1 C} \quad (9.31)$$

relație care se poate aproxima prin

$$p_1 \approx - \frac{1}{g_m R_2 R_1 C} \quad (9.32)$$

deoarece efectul Miller determinat de  $C$  va fi dominant dacă valoarea lui  $C$  este mare. Expresia 9.31 este identică cu aceea care se obține pentru polul dominant prin metoda constantelor de timp în gol.

Polul nedominant,  $p_2$ , se găsește prin identificarea coeficienților lui  $s^2$  din (9.27) și (9.30). Făcând uz de (9.32) se obține:

$$p_2 \approx - \frac{g_m C}{C_2 C_1 + C(C_1 + C_2)} \quad (9.33)$$

Relația 9.32 arată că valoarea polului dominant,  $|p_1|$ , scade odată cu creșterea lui  $C$ , iar relația 9.33 că  $|p_2|$  crește odată cu creșterea valorii capacitorului  $C$ . Rezultă că prin mărirea valorii lui  $C$  polii se îndepărtează unul de altul. După ce valoarea lui  $C$  devine mult mai mare decât  $C_1$  și  $C_2$ ,  $|p_2|$  tinde către  $g_m/(C_1 + C_2)$  a cărui valoare este plasată în mod obișnuit la frecvențe relativ mari (zeci de MHz pentru valorile tipice ale parametrilor).

Este interesant de observat că pentru  $C=0$  polii circuitului din fig. 9.21 sunt:

$$p_1 = - \frac{1}{R_1 C_1} \quad (9.34a)$$

$$p_2 = - \frac{1}{R_2 C_2} \quad (9.34b)$$

În fig. 9.22 se indică locul polilor circuitului din fig. 9.21, pentru  $C$  crescând de la zero.

Calculul precedent a pus în evidență inodul în care, compensarea unui amplificator prin adăugarea unei capacități Miller mari unui etaj cu un singur tranzistor, face ca polul nedominant să se plaseze la frecvențe mult mai mari.

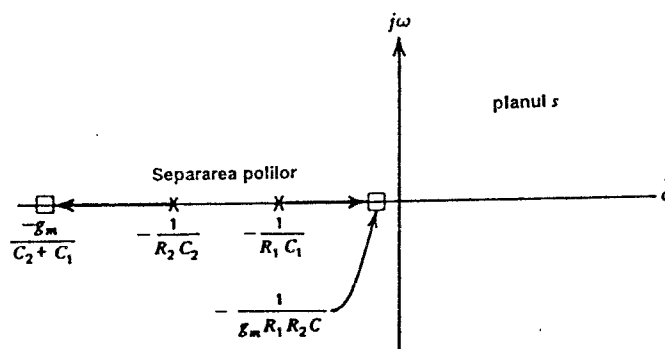


Fig. 9.22 Locul polilor circuitului din fig. 9.21 în cazul în care capacitatea  $C$  crește începând de la 0.

Un proces similar are loc și în amplificatorul 741; acesta este de altfel motivul eliminării după compensare a polului de la 328 kHz (vezi fig. 9.20). Este interesant de discutat performanțele care rezultă dacă 741 este compensat simplu, adăugând direct între baza lui  $Q_{16}$  (din fig. 9.18) și masă un capacitor.

Prin simulare pe calculator se găsește că în condițiile în care se obține aceeași valoare de  $80^\circ$  a marginii de fază, parametrii amplificatorului necompensat rămânând nemodificați, este necesară o capacitate de compensare de  $0,3 \mu\text{F}$ . Prin această compensare se obține un pol dominant plasat la 0,27 Hz și o frecvență la care câștigul este unitar de numai 63 kHz. Al doilea pol, în ordinea crescătoare a valorii, se plasează la 294 kHz. Rezultă că a avut loc o foarte mică modificare a valorii celui de al doilea pol în sensul *micșorării* sale. Ca urmare, banda realizabilă a amplificatorului compensat în acest fel este de numai 1/20 din aceea care se obține prin compensarea prin efect Miller. Alt dezavantaj evident este acela că o capacitate de  $0,3 \mu\text{F}$  nu poate fi inclusă pe un cip monolitic.

Pentru acest caz polul dominant se poate calcula prin utilizarea rezultatelor obținute în Capitolul 7, în care s-a arătat că valoarea rezistenței totale care se simte între baza lui  $Q_{16}$  și masă este de  $1,95 \text{ M}\Omega$ . Combinarea acestei valori cu aceea de  $0,3 \mu\text{F}$  a capacității dă un pol

$$\frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 1,95 \times 10^6 \times 0,3 \times 10^{-6}} = 0,27 \text{ Hz} ,$$

valoare care corespunde cu exactitate cu aceea determinată cu calculatorul.

Efectul diferitelor metode de compensare descrise mai sus se poate vedea pe circuitul din fig. 9.21.

Dacă în acest circuit capacitorul  $C_1$  este făcut mare, pentru a produce un pol dominant, valoarea polului se poate calcula din (9.31):  $p_1 \approx -1/(R_1 C_1)$ . Polul nedominant se găsește prin identificarea coeficientului lui  $s^2$  în expresiile 9.27 și 9.30 și utilizarea relației determinate mai sus pentru  $p_1$ ; se obține  $p_2 \approx -1/R_2(C_2 + C)$ . Această valoare a lui  $p_2$  este aproximativ aceeași cu valoarea dată de (9.34b), care s-a obținut pentru  $C=0$  și înainte ca să aibă loc separarea polilor. Deci în circuitul din fig. 9.21 crearea unui pol dominant prin mărirea capacității  $C_1$  va duce la o valoare a celui de al doilea pol mult mai mică în comparație cu aceea care se obține dacă polul dominant se realizează prin mărirea capacitorului  $C$ . Aceeași tendință generală este valabilă și pentru situațiile mult mai complexe care există în amplificatorul operațional 741.

Rezultatele din această secțiune sunt utile și pentru o clarificare suplimentară a considerațiilor din Secțiunea 7.3.3, unde s-a arătat că într-o cascadă de etaje cu emitorul comun existența capacității colector-bază,  $C_\mu$ , tinde să determine separarea polilor și să producă o situație de pol dominant. Dacă circuitul echivalent din fig. 9.21 este considerat ca o secțiune reprezentativă a unei cascade de etaje cu emitorul comun ( $C_2$  este capacitatea de intrare a etajului care urmează, iar  $r_b$  se neglijează) iar capacitorul  $C$  este echivalat cu  $C_\mu$ , calculele din această secțiune arată că prezența lui  $C_\mu$  tinde într-adevăr să producă o situație de pol dominant din cauză că are loc separarea polilor. Deci în astfel de circuite, metoda constantelor de timp în gol va oferi o bună estimare pentru  $\omega_{-3 \text{ dB}}$ .

Teoria compensării, dezvoltată în acest capitol, a fost ilustrată cu câteva exemple de circuite bipolare. Teoria se aplică în general oricărui circuit activ dar în cazul TECMOS, din cauza valorilor particulare ale unor parametri de dispozitiv, unele din aproximațiile care au fost făcute în precedenta analiză pot să nu mai fie valabile. În continuare se discută aspectele particulare legate de compensarea amplificatoarelor MOS.

### 9.4.3 Compensarea amplificatoarelor MOS

Topologia fundamentală a unui amplificator operațional MOS, prezentată în fig. 6.39, este în esență identică cu aceea a corespondentului său bipolar. Ca urmare circuitul echivalent din fig. 9.21 se poate folosi pentru reprezentarea celui de al doilea etaj împreună cu capacitatea sa de compensare. Polii circuitului sunt în continuare dați de relațiile 9.32 și 9.33 iar zeroul de relația 9.27a. Totuși în cazul TEC transconductanța este tipic cu un ordin de mărime mai mică decât pentru tranzistorul bipolar; ca urmare frecvența de frângere corespunzătoare zeroului din (9.27) poate ajunge sub valoarea nominală a frecvenței la care câștigul amplificatorului operațional este unitar.

Efectul determinat de această situație este prezentat în fig. 9.23. Începând cu frecvența  $|z|$  caracteristica de frecvență a modului câștigului amplificatorului devine orizontală (pentru frecvențe mai mari ca  $|z|$  zeroul contribuie la câștig cu  $+6$  dB/octavă). În aceeași regiune, datorită zeroului real pozitiv, faza devine mai negativă cu  $90^\circ$ . În consecință amplificatorul va avea o margine de fază negativă și va deveni instabil atunci când se va simți influența polului care urmează imediat după polul dominant.

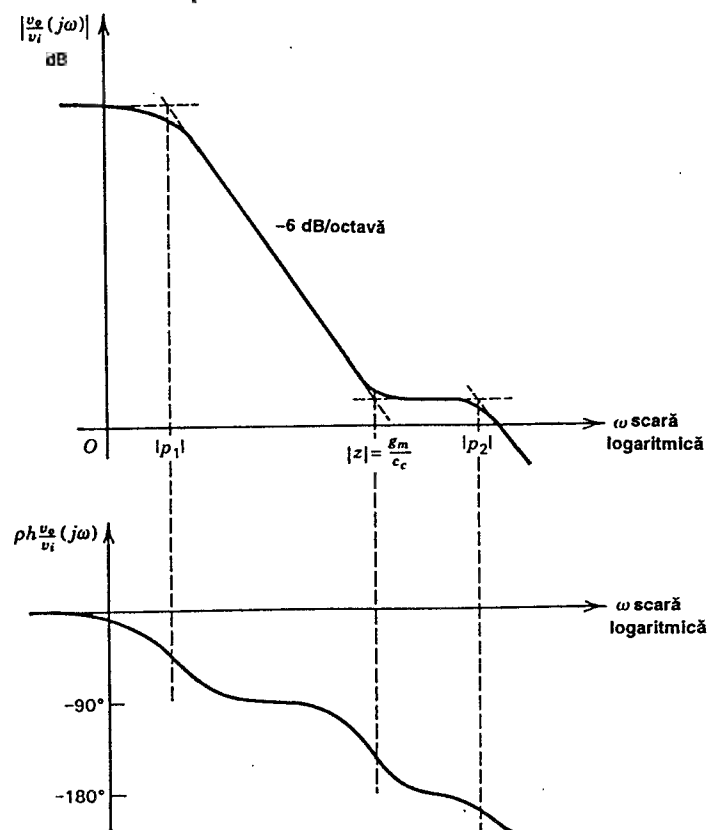


Fig. 9.23 Variația tipică a modului și a fazei câștigului amplificatorului operațional CMOS prezentat în fig. 6.39b.

De fapt prezența zeroului face ca să înceteze scăderea câștigului la creșterea frecvenței, scădere destinată stabilizării amplificatorului și în același timp împinge faza spre valori negative. De observat că, în conformitate cu (9.33), valoarea mică a tranconductanței  $g_m$  a TEC tinde să reducă valoarea lui  $|p_2|$  în comparație cu situația de la amplificatorul bipolar.

O altă modalitate de a privi această situație rezultă din observația că la frecvențe înalte calea de trecere directă a semnalului prin capacitorul  $C_c$  (vezi fig. 6.39b) tinde să domine complet calea normală de câștig prin tranconductanța  $g_m$  a celui de al doilea etaj, dacă  $g_m$  este mic. Calea de trecere directă prin capacitorul  $C_c$  nu mai introduce defazajul de  $180^\circ$  al celui de al doilea etaj astfel că global amplificatorul pierde un etaj inversor. O reacție aplicată amplificatorului global va fi acum pozitivă și nu negativă ceea ce conduce la apariția oscilațiilor. La frecvențe foarte înalte capacitorul  $C_c$  acționează ca un scurtcircuit astfel că al doilea etaj ajunge conectat ca diodă. În acest fel cel de al doilea etaj constituie de fapt pentru primul etaj o sarcină rezistivă egală cu  $1/g_m$ , punându-se din nou în evidență o pierdere de  $180^\circ$  în defazajul global.

Pentru eliminarea efectului dat de zeroul din semiplanul drept s-au conturat două soluții eficiente. O soluție constă din adăugarea unui repetoare pe sursă în calea ieșire-capacitor de compensare, prevenind astfel trecerea directă a semnalului spre ieșire prin capacitor. Această soluție funcționează bine dar implică mai multe tranzistoare și un curent de polarizare în curent continuu. O soluție mult mai simplă este aceea de a conecta un „rezistor de anulare” în serie cu capacitorul de compensare (vezi fig. 9.24).

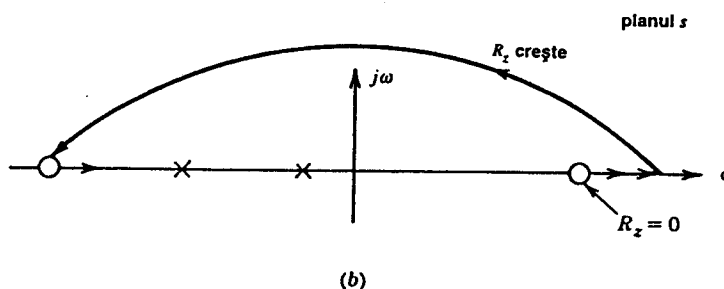
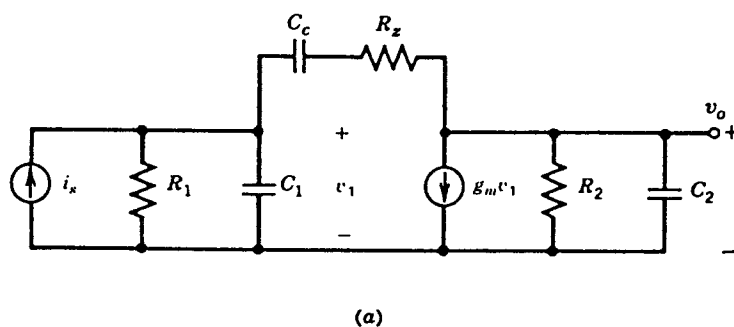


Fig. 9.24 (a) Circuitul echivalent de semnal mic al unui etaj de compensare cu „rezistor de anulare”. (b) Plasarea polilor și zeroului în planul  $s$ ; se pune în evidență modul în care se modifică poziția zeroului pentru diverse valori ale rezistorului  $R_z$ .

Urmând aceeași cale de analiză ca și pentru circuitul din fig. 9.21 se găsește că poziția polilor este apropiată de aceea a circuitului original iar poziția zeroului este

$$z = \frac{1}{C_c \left( \frac{1}{g_m} - R_z \right)} \quad (9.35)$$

Din (9.35) rezultă că zeroul se anulează atunci când  $R_z$  este egal cu  $1/g_m$ . De fapt rezistența poate fi crescută peste această valoare, mutând astfel zeroul în semiplanul stâng pentru a îmbunătăți marginea de fază a amplificatorului. Modificarea poziției zeroului odată cu creșterea lui  $R_z$  este ilustrată în fig. 9.24b.

În finalul acestei discuții asupra compensării amplificatoarelor operaționale MOS vom considera cascoda „îndoită”. După cum s-a remarcat în *Capitolul 6* compensarea amplificatorului operațional cu cascoda „îndoită” este ușor de realizat deoarece singurul nod de impedanță mare din calea de semnal se află la ieșire. Ca urmare funcția de compensare o realizează capacitatea de sarcină  $C_L$ . Polii nedominanți semnificativi sunt dați de capacitatea grilă-sursă a tranzistoarelor cu grila comună  $M_3$  și  $M_4$  și de tranzistoarele oglinzii de curent  $M_5$ ,  $M_6$ ,  $M_7$  și  $M_8$ . Valorile acestor poli sunt de ordinul de mărime al frecvenței  $f_T$  a acestor tranzistoare, care este tipic de câteva sute de MHz. Deci, cu acest circuit, prin alegerea convenabilă a transconductanței tranzistoarelor de intrare este posibilă obținerea unei valori foarte mari a benzii cu bucla închisă în condițiile menținerii unei margini de fază bune<sup>5</sup>. Această topologie este folosită și pentru amplificatoarele operaționale bipolare rapide fabricate prin procese care oferă tranzistoare complementare cu performanțe ridicate.

## 9.5 METODA LOCULUI RĂDĂCINILOR<sup>6,7</sup>

Discuțiile din capitolul de față s-au referit, în principal, până în acest punct la calculul stabilității amplificatoarelor cu reacție și a compensării utilizând metode legate de domeniul frecvență. Aceste metode sunt larg utilizate deoarece permit proiectarea compensării amplificatoarelor cu reacție fără a cere un efort excesiv. Metoda *locului rădăcinilor* implică determinarea polilor și zerourilor amplificatorului și variația pozițiilor lor în planul  $s$  atunci când se modifică valoarea de joasă frecvență a câștigului pe buclă  $T_0$ . Această metodă oferă mai multe informații despre funcționarea amplificatorului decât metodele legate de domeniul frecvență, dar cere și un efort de calcul mai mare. În practică unele probleme se rezolvă la fel de bine utilizând oricare din metode în timp ce altele se rezolvă mult mai simplu prin una din ele. Din această cauză trebuie ca proiectantul de circuite să aibă îndemânarea necesară în ceea ce privește aplicarea ambelor metode. Metoda locului rădăcinilor va fi ilustrată pentru început printr-un exemplu simplu.

### 9.5.1 Locul rădăcinilor pentru o funcție de transfer cu trei poli

Fie un amplificator a cărui funcție de transfer  $a(s)$  are trei poli identici

$$a(s) = \frac{a_0}{\left(1 - \frac{s}{p_1}\right)^3}, \quad (9.36)$$

în care  $a_0$  este câștigul la joasă frecvență și  $|p_1|$  pulsația corespunzătoare polului. Amplificatorul se plasează într-o buclă de reacție negativă, ca în fig. 9.1, rețeaua de reacție având un factor de transfer  $f$  care este constant. Dacă presupunem că efectele de încărcare date de rețeaua de reacție sunt mici, câștigul global cu reacție este dat de

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s)f} . \quad (9.37)$$

Înlocuind (9.36) în (9.37) se obține

$$A(s) = \frac{\frac{a_0}{\left(1 - \frac{s}{p_1}\right)^3}}{1 + \frac{a_0 f}{\left(1 - \frac{s}{p_1}\right)^3}} = \frac{a_0}{\left(1 - \frac{s}{p_1}\right)^3 + T_0} \quad (9.38)$$

unde  $T_0 = a_0 f$  este câștigul pe buclă la joasă frecvență.

Poli lui  $A(s)$  sunt dați de rădăcinile ecuației:

$$\left(1 - \frac{s}{p_1}\right)^3 + T_0 = 0 . \quad (9.39)$$

Deci

$$\left(1 - \frac{s}{p_1}\right)^3 = -T_0$$

și

$$1 - \frac{s}{p_1} = \sqrt[3]{-T_0} = -\sqrt[3]{T_0} \quad \text{sau} \quad \sqrt[3]{T_0} e^{j60^\circ} \quad \text{sau} \quad \sqrt[3]{T_0} e^{-j60^\circ} .$$

Cele trei rădăcini ale ecuației (9.39) sunt:

$$\begin{aligned} s_1 &= p_1 \left(1 - \sqrt[3]{T_0}\right) , \\ s_2 &= p_1 \left(1 - \sqrt[3]{T_0} e^{j60^\circ}\right) , \\ s_3 &= p_1 \left(1 - \sqrt[3]{T_0} e^{-j60^\circ}\right) . \end{aligned} \quad (9.40)$$

Aceste trei rădăcini sunt cei trei poli ai lui  $A(s)$ ; ca urmare expresia 9.38 se poate scrie astfel:

$$A(s) = \frac{a_0}{1 + T_0} \frac{1}{\left(1 - \frac{s}{s_1}\right) \left(1 - \frac{s}{s_2}\right) \left(1 - \frac{s}{s_3}\right)} . \quad (9.41)$$

Expresia 9.40 permite calculul polilor lui  $A(s)$  pentru orice valoare a câștigului pe buclă la joasă frecvență,  $T_0$ . Pentru  $T_0=0$ , după cum era de altfel de așteptat, toți cei trei poli sunt egali cu  $p_1$ . Pe măsură ce  $T_0$  crește unul din poli se mișcă în lungul axei negative reale, iar ceilalți doi părăsesc axa sub un unghi de  $60^\circ$ , mergând spre semiplanul drept. *Locul rădăcinilor* este prezentat în fig. 9.25.; fiecare punct de pe locul rădăcinilor corespunde unei valori a lui  $T_0$ . Un punct semnificativ al locului rădăcinilor corespunde valorii lui  $T_0$  la care cei doi poli complecși intră în semiplanul drept; această valoare a câștigului pe buclă corespunde apariției *oscilațiilor*. Din expresia lui  $s_2$  — vezi (9.40) — rezultă că această situație se realizează atunci când  $\text{Re}(s_2)=0$ ; se găsește

$$1 - \text{Re}(\sqrt[3]{T_0} e^{j60^\circ}) = 0$$

sau

$$\sqrt[3]{T_0} \cos 60^\circ = 1$$

deci

$$T_0 = 8.$$

În concluzie *orice* amplificator cu trei poli identici devine instabil dacă valoarea câștigului pe buclă  $T_0$  este mai mare ca 8. Această condiție este efectiv restrictivă și subliniază necesitatea compensării în cazul în care sunt necesare valori mai mari pentru  $T_0$ . Se observă că locul rădăcinilor nu dă numai valoarea lui  $T_0$  care determină instabilitatea ci permite și calculul polilor amplificatorului pentru valori  $T_0 < 0$  permițând astfel obținerea atât a răspunsului sinusoidal *cât* și a răspunsului tranzitoriu al amplificatorului.

Frecvența de oscilație se poate găsi din fig. 9.25 prin calcularea distanței

$$\omega_0 = |p_1| \tan 60^\circ = 1,732 |p_1|. \quad (9.42)$$

Deci, atunci când polii se găsesc chiar pe punctul de a intra în semiplanul drept partea lor imaginară are o valoare de  $1,732 |p_1|$  care este chiar pulsația răspunsului sinusoidal cu o amplitudine crescătoare în timp. Dacă polii complecși se găsesc la  $(\sigma \pm j\omega_0)$ , unde  $\sigma$  este

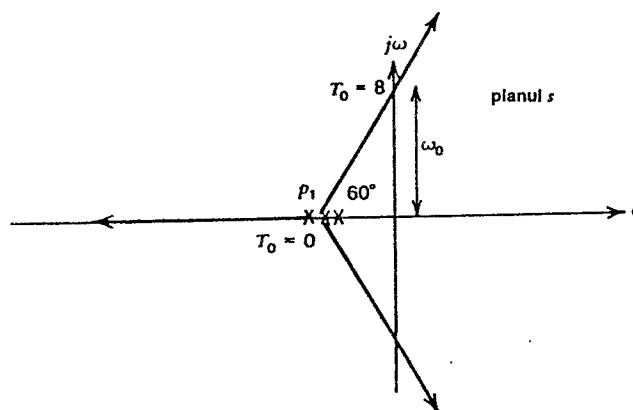


Fig. 9.25 Locul rădăcinilor pentru un amplificator cu reacție care are trei poli identici în  $T(s)$ .

mic și pozitiv, răspunsul tranzitoriu al circuitului conține un termen  $Ke^{\sigma t} \sin \omega_0 t$ , care reprezintă o sinusoidă cu o amplitudine *crescătoare*. Valoarea mărimii  $K$  este dată de condițiile inițiale. Este interesant de calculat valoarea lui  $T_0$  care duce la instabilitate utilizând și analiza în domeniul frecvență și criteriul Nyquist. În conformitate cu (9.36) expresia câștigului pe buclă este

$$T(j\omega) = \frac{a_0 f}{\left(1 - \frac{j\omega}{|p_1|}\right)^3} = \frac{T_0}{\left(1 - \frac{j\omega}{|p_1|}\right)^3}. \quad (9.43)$$

Dependența modulului și fazei lui  $T(j\omega)$  în funcție de  $\omega$  este schițată în fig. 9.26. Pulsajia  $\omega_{180}$  la care faza lui  $T(j\omega)$  este de  $-180^\circ$  se determină din (9.43):

$$180 = 3 \arctan \frac{\omega_{180}}{|p_1|}$$

sau

$$\omega_{180} = 1,732 |p_1|. \quad (9.44)$$

Din comparația relațiilor 9.42 și 9.44 rezultă

$$\omega_{180} = \omega_0. \quad (9.45)$$

Modulul câștigului pe buclă la  $\omega_{180}$  se obține din (9.43) folosind (9.44):

$$|T(j\omega_{180})| = \frac{T_0}{\left|1 + j \frac{\omega_{180}}{p_1}\right|^3} = \frac{T_0}{8}. \quad (9.46)$$

Condiția de stabilitate în conformitate cu criteriul Nyquist este  $|T(j\omega)| < 1$ , care se reduce la  $T_0 < 8$ , rezultat identic cu acela obținut prin metoda locului rădăcinilor.

### 9.5.2 Reguli pentru construirea locului rădăcinilor

În exemplul simplu din secțiunea precedentă a fost posibil să se calculeze expresia exactă a polilor amplificatorului în funcție de  $T_0$ ; ca urmare locul rădăcinilor s-a putut trasa cu exactitate. În marea majoritate a cazurilor concrete este într-adevăr dificil să se calculeze expresia exactă a polilor în funcție de  $T_0$  deoarece problema se reduce în cele din urmă la determinarea soluțiilor unor ecuații algebrice de gradul trei sau mai mare. Pentru a se evita această situație dificilă s-au elaborat reguli care permit schițarea locului rădăcinilor fără a mai fi necesară determinarea exactă a poziției polilor. În acest fel o mare parte a informației de interes se poate obține fără a mai face calcule extensive.

În general, funcția de transfer a amplificatorului de bază și factorul de reacție se pot exprima ca rapoarte ale unor polinoame în  $s$

$$a(s) = a_0 \frac{1 + a_1 s + a_2 s^2 + \dots}{1 + b_1 s + b_2 s^2 + \dots} \quad (9.47)$$



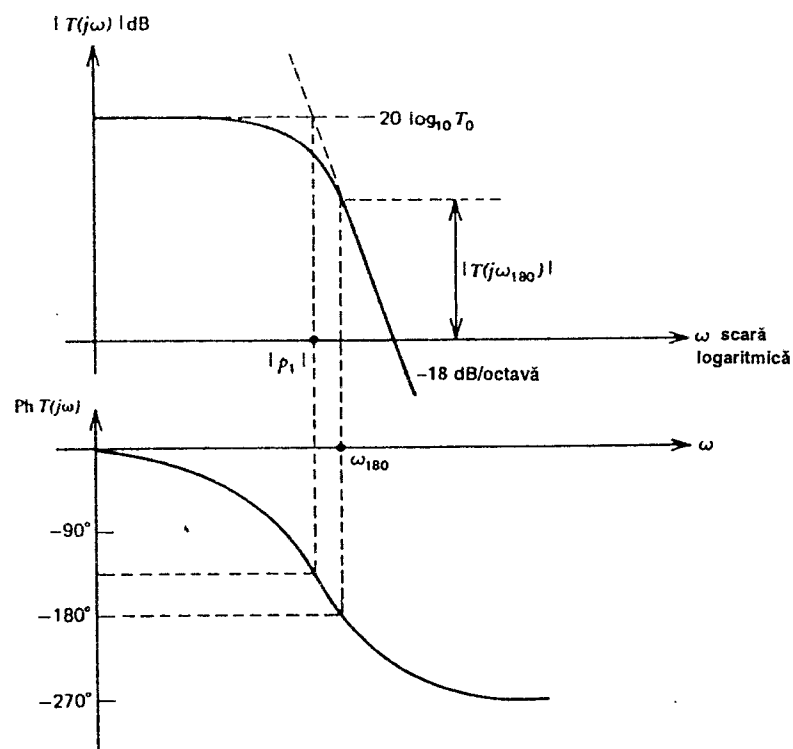


Fig. 9.26 Modulul și faza lui  $T(j\omega)$  pentru un amplificator cu reacție care are trei poli identici în  $T(s)$ .

care se poate scrie

$$a(s) = a_0 \frac{N_a(s)}{D_a(s)} . \quad (9.48)$$

La fel

$$f(s) = f_0 \frac{1 + c_1 s + c_2 s^2 + \dots}{1 + d_1 s + d_2 s^2 + \dots} \quad (9.49)$$

care se poate scrie

$$f(s) = f_0 \frac{N_f(s)}{D_f(s)} . \quad (9.50)$$

Se presupune că efectul dat de *încărcarea* determinată de rețeaua de reacție asupra amplificatorului de bază este inclus în expresia 9.47 și că valoarea câștigului pe buclă la joasă frecvență,  $a_0 f_0$ , se poate modifica fără ca să se schimbe și funcțiile de transfer  $a(s)$  și  $f(s)$ .

Câștigul global al amplificatorului cu reacția aplicată este dat de

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s)f(s)} . \quad (9.51)$$

Înlocuind (9.48) și (9.50) în (9.51) se obține

$$A(s) = \frac{a_0 N_a(s) D_f(s)}{D_f(s) D_a(s) + T_0 N_a(s) N_f(s)} \quad (9.52)$$

unde

$$T_0 = a_0 f_0 \quad (9.53)$$

este câștigul pe buclă la joasă frecvență.

Expresia 9.52 arată că *zerourile* lui  $A(s)$  sunt date de *zerourile* lui  $a(s)$  și de *polii* lui  $f(s)$ . Din (9.52) este evident că *polii* lui  $A(s)$  sunt dați de rădăcinile ecuației

$$D_f(s) D_a(s) + T_0 N_a(s) N_f(s) = 0 \quad (9.54)$$

Să considerăm două cazuri extreme.

(a) Să presupunem că nu există reacție, deci  $T_0 = 0$ . În acest caz din (9.54) rezultă că *polii* lui  $A(s)$  sunt dați de *polii* lui  $a(s)$  și  $f(s)$ . Deoarece *polii* lui  $f(s)$  sunt și *zerourile* lui  $A(s)$ , ei se anulează reciproc făcând ca *polii* lui  $A(s)$  să fie dați — așa cum era de așteptat — numai de *polii* lui  $a(s)$ ; *zerourile* lui  $A(s)$  sunt date de *zerourile* lui  $a(s)$ .

(b) Fie  $T_0 \rightarrow \infty$ . Relația (9.54) devine:

$$N_a(s) N_f(s) = 0 \quad (9.55)$$

Această ecuație arată că *polii* lui  $A(s)$  sunt dați acum de *zerourile* lui  $a(s)$  și  $f(s)$ . Deoarece *zerourile* lui  $a(s)$  sunt de asemenea și *zerourile* lui  $A(s)$  ele se anulează reciproc făcând ca *polii* lui  $A(s)$  să fie dați numai de *zerourile* lui  $f(s)$ . *Zerourile* lui  $A(s)$  sunt date în acest caz de *polii* lui  $f(s)$ .

**Regula 1.** Ramurile locului rădăcinilor încep ( $T_0 = 0$ ) pe *polii* lui  $T(s) = a(s)f(s)$  și se termină ( $T_0 = \infty$ ) pe *zerourile* lui  $T(s)$ . Dacă  $T(s)$  are mai mulți poli decât *zerouri* unele ramuri ale locului rădăcinilor se termină la infinit.

Exemple de locuri ale rădăcinilor terminate la infinit sunt date în fig. 9.3 și fig. 9.25.

Alte reguli pentru construcția locului rădăcinilor se pot obține revenind la (9.54) și împărțind prin  $D_f(s) D_a(s)$ . *Polii* lui  $A(s)$  sunt dați de rădăcinile ecuației

$$1 + T_0 \frac{N_a(s)}{D_a(s)} \frac{N_f(s)}{D_f(s)} = 0$$

sau

$$T_0 \frac{N_a(s)}{D_a(s)} \frac{N_f(s)}{D_f(s)} = -1$$

Expresia completă care include *polii* și *zerourile* este

$$T_0 \frac{\left(1 - \frac{s}{z_{a1}}\right) \left(1 - \frac{s}{z_{a2}}\right) \dots \left(1 - \frac{s}{z_{f1}}\right) \left(1 - \frac{s}{z_{f2}}\right) \dots}{\left(1 - \frac{s}{p_{a1}}\right) \left(1 - \frac{s}{p_{a2}}\right) \dots \left(1 - \frac{s}{p_{f1}}\right) \left(1 - \frac{s}{p_{f2}}\right) \dots} = -1 \quad (9.56)$$

în care

$$\begin{aligned} z_{a1}, z_{a2} \dots & \text{ sunt zerourile lui } a(s), \\ z_{f1}, z_{f2} \dots & \text{ sunt zerourile lui } f(s), \\ p_{a1}, p_{a2} \dots & \text{ sunt polii lui } a(s), \\ p_{f1}, p_{f2} \dots & \text{ sunt polii lui } f(s). \end{aligned}$$

Expresia 9.56 se poate scrie astfel

$$\begin{aligned} T_0 \frac{(-p_{a1})(-p_{a2}) \dots (-p_{f1})(-p_{f2}) \dots}{(-z_{a1})(-z_{a2}) \dots (-z_{f1})(-z_{f2}) \dots} \\ \times \frac{(s - z_{a1})(s - z_{a2}) \dots (s - z_{f1})(s - z_{f2}) \dots}{(s - p_{a1})(s - p_{a2}) \dots (s - p_{f1})(s - p_{f2}) \dots} = -1. \end{aligned} \quad (9.57)$$

Presupunând că polii lui  $a(s)$  sunt în semiplanul stâng [restricție care *nu* se aplică și pentru polii lui  $A(s)$ ] atunci  $-p_{a1}, -p_{a2}, \dots$  etc. sunt numere *pozitive*, iar (9.57) se poate scrie astfel:

$$\begin{aligned} T_0 \frac{|p_{a1}| |p_{a2}| \dots |p_{f1}| |p_{f2}| \dots}{|z_{a1}| |z_{a2}| \dots |z_{f1}| |z_{f2}| \dots} \\ \times \frac{(s - z_{a1})(s - z_{a2}) \dots (s - z_{f1})(s - z_{f2}) \dots}{(s - p_{a1})(s - p_{a2}) \dots (s - p_{f1})(s - p_{f2}) \dots} = -1. \end{aligned} \quad (9.58)$$

Valorile variabilei complexe  $s$  care satisface (9.58) sunt *polii* funcției de transfer cu bucla de reacție închisă,  $A(s)$ . Ecuația 9.58 cere îndeplinirea simultană a două condiții, condiții care vor fi utilizate pentru determinarea unor puncte ale locului rădăcinilor.

*Condiția de fază* pentru valorile lui  $s$  care satisfac (9.58) este

$$\begin{aligned} \angle s - z_{a1} + \angle s - z_{a2} \dots + \angle s - z_{f1} + \angle s - z_{f2} \dots \\ - (\angle s - p_{a1} + \angle s - p_{a2} \dots + \angle s - p_{f1} + \angle s - p_{f2} \dots) = (2n - 1)\pi. \end{aligned} \quad (9.59)$$

*Condiția de modul* pentru valorile lui  $s$  care satisfac (9.58) este

$$\begin{aligned} T_0 \frac{|p_{a1}| |p_{a2}| \dots |p_{f1}| |p_{f2}| \dots}{|z_{a1}| |z_{a2}| \dots |z_{f1}| |z_{f2}| \dots} \\ \times \frac{|s - z_{a1}| |s - z_{a2}| \dots |s - z_{f1}| |s - z_{f2}| \dots}{|s - p_{a1}| |s - p_{a2}| \dots |s - p_{f1}| |s - p_{f2}| \dots} = -1. \end{aligned} \quad (9.60)$$

Fie un amplificator cu polii și zerourile lui  $T(s)$  ca în fig. 9.27. Pentru a vedea dacă un punct arbitrar  $X$  aparține locului rădăcinilor vom utiliza condiția de fază 9.59. Vectorii din fig. 9.27 se construiesc ducând o linie *de la* polii și zerourile lui  $T(s)$  la punctul  $X$ ; unghiurile dintre acești vectori și axa reală se înlocuiesc în (9.59) pentru a se verifica condiția de fază. Această verificare se face foarte simplu pentru punctele  $Y$  și  $Z$  de pe axa reală.

În punctul  $Y$ :

$$\begin{aligned} \angle s_Y - z_1 &= 0^\circ, \\ \angle s_Y - p_1 &= 0^\circ \end{aligned}$$

și așa mai departe. Pentru punctul  $Y$  toate unghiurile sunt nule, condiția de fază nefiind satisfăcută. Evident această situație este valabilă pentru toate punctele aflate la dreapta lui  $p_1$ .

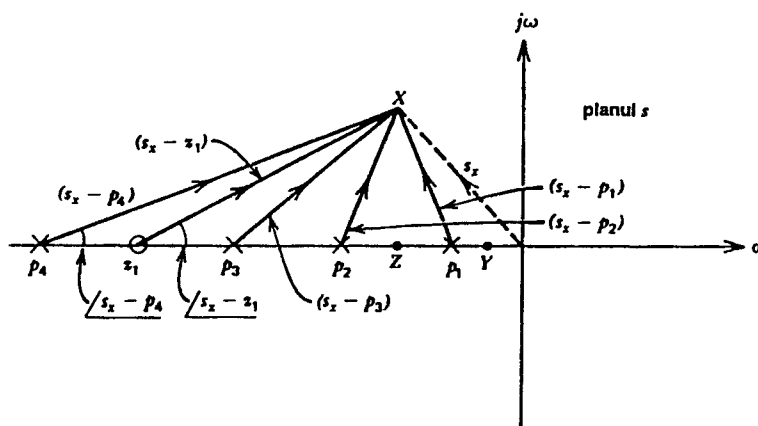


Fig. 9.27 Polii și zerourile câștigului pe buclă,  $T(s)$ , pentru un amplificator cu reacție. Spre punctul  $X$  se duc vectori pentru a se determina dacă acest punct se află pe locul rădăcinilor.

În punctul  $Z$ :

$$\begin{aligned}\angle s_Z - z_1 &= 0^\circ, \\ \angle s_Z - p_1 &= 180^\circ, \\ \angle s_Z - p_2 &= 0^\circ, \\ \angle s_Z - p_3 &= 0^\circ, \\ \angle s_Z - p_4 &= 0^\circ.\end{aligned}$$

În acest caz condiția de fază (9.59) este satisfăcută și rezultă că punctele de pe axa reală aflate între  $p_1$  și  $p_2$  aparțin locului rădăcinilor. La fel se arată fără dificultăți că locul rădăcinilor există pe axa reală între  $p_3$  și  $z_1$  și la stânga lui  $p_4$ .

Următoarea regulă este generală.

**Regula 2.** Un punct de pe axa reală aparține locului dacă la dreapta sa există un număr impar de poli și zerouri ai lui  $T(s)$ .

Să luăm din nou în discuție situația din fig. 9.27. Regula 1 arată că ramurile locului rădăcinilor pleacă din  $p_1, p_2, p_3, p_4$ . Regula 2 arată că locul rădăcinilor există între  $p_3$  și  $z_1$ ; ca urmare ramura care pleacă din  $p_3$  se termină în  $z_1$ . Tot Regula 2 arată că locul rădăcinilor există la stânga lui  $p_4$ ; deci ramura care pleacă din  $p_4$  se duce la infinit. Ramurile care pleacă din  $p_1$  și  $p_2$  trebuie să se ducă la infinit, lucru care este posibil numai dacă *părăsesc* axa reală (vezi fig. 9.27).

Această situație este descrisă de regula care urmează.

**Regula 3.** Toate segmentele locului rădăcinilor care se află pe axa reală între perechi de poli (sau perechi de zerouri) ale lui  $T(s)$  trebuie să părăsească axa reală într-un punct situat între cei doi poli (sau cele două zerouri).

Se pot demonstra și următoarele reguli:

**Regula 4.** Locul rădăcinilor este simetric față de axa reală (deoarece rădăcinile complexe sunt conjugate).

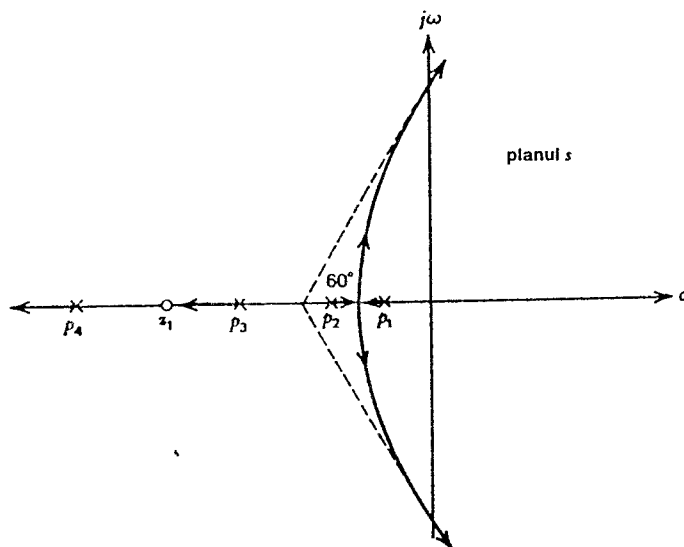


Fig. 9.28 Construcția locului rădăcinilor pentru polii și zerourile din fig. 9.27.

**Regula 5.** Unghiul făcut cu axa reală de ramurile care părăsesc axa reală este de  $90^\circ$  (vezi fig. 9.28).

**Regula 6.** Punctul în care ramurile locului părăsesc axa reală se determină din condiția ca suma vectorială a inverselor distanțelor la polii lui  $T(s)$  să fie egală cu suma vectorială a inverselor distanțelor la zerourile lui  $T(s)$ .

**Regula 7.** Ramurile locului rădăcinilor care se termină la infinit admit asimptote care fac cu axa reală unghiuri de  $[(2n-1)\pi]/(N_p - N_z)$ , unde  $N_p$  este numărul de poli iar  $N_z$  numărul de zerouri a lui  $T(s)$ .

**Regula 8.** Asimptotele ramurilor care se termină la infinit se intersectează într-un punct de pe axa reală a cărui abscisă este dată de:

$$\sigma_a = \frac{\sum [\text{polii lui } T(s)] - \sum [\text{zerourile lui } T(s)]}{N_p - N_z} \quad (9.61)$$

Mai există și alte reguli pentru construirea locului rădăcinilor dar cele enumerate sunt suficiente pentru majoritatea cazurilor concrete care apar în proiectarea amplificatoarelor. Aceste reguli se utilizează pentru a se obține o imagine rapidă asupra locului rădăcinilor și pentru a determina apoi funcționarea amplificatorului în cazurile simple. Calculele de detaliu asupra circuitelor care conțin o structură complicată de poli și zerouri necesită în general determinarea locului rădăcinilor cu calculatorul.

Trebuie observat că toate regulile date anterior sunt bazate pe *condiția de fază* 9.59. Odată ce locul rădăcinilor a fost schițat el poate fi apoi *calibrat* în orice punct în funcție de valorile câștigului pe buclă la joasă frecvență  $T_0$  prin utilizarea *condiției de modul* 9.60. Această procedură va fi ilustrată în continuare printr-un exemplu.

### ■ EXEMPLU

În *Secțiunea 9.5.1* s-a calculat locul rădăcinilor pentru un amplificator cu trei poli identici. S-a ales acel exemplu pentru că era tratat analitic. În continuare vom considera un caz mult mai apropiat de aspectele practice în care amplificatorul are trei poli distincți și o reacție rezistivă. Se cere să se traseze locul rădăcinilor pentru amplificatorul în discuție presupunând că variază factorul de reacție  $f$  (deci variază  $T_0$ ); se va presupune că variația factorului de reacție  $f$  nu produce schimbări semnificative în funcția de transfer a amplificatorului de bază,  $a(s)$ . Referindu-ne la *Capitolul 8* vom arăta că, pentru majoritatea circuitelor, factorul de reacție poate fi modificat fără a produce schimbări semnificative în  $a(s)$ , fapt care este valabil în special pentru circuitele cu amplificatoare operaționale.

Vom presupune că amplificatorul de bază are o funcție de transfer

$$a(s) = \frac{100}{\left(1 - \frac{s}{p_1}\right)\left(1 - \frac{s}{p_2}\right)\left(1 - \frac{s}{p_3}\right)} \quad (9.62)$$

în care

$$p_1 = -1 \times 10 \text{ rad/s},$$

$$p_2 = -2 \times 10 \text{ rad/s},$$

$$p_3 = -4 \times 10 \text{ rad/s}.$$

Deoarece rețeaua de reacție este presupusă rezistivă, câștigul pe buclă,  $T(s)$ , va avea trei poli. Locul rădăcinilor este dat în fig. 9.29; pentru comoditate valorile sunt normate la  $10^6 \text{ rad/s}$ .

Regulile 1 și 2 arată că ramurile locului rădăcinilor care pleacă din polii  $p_1$  și  $p_2$ , vin una spre alta apoi părăsesc axa reală mergând spre infinit; aceste ramuri au asimptote. Ramura care pleacă din  $p_3$  merge pe axa reală negativă, spre infinit.

Punctul în care cele două ramuri, care pleacă din  $p_1$  și  $p_2$ , părăsesc axa reală se găsește aplicând Regula 6. Dacă se notează abscisa acestui punct  $\sigma_i$  atunci

$$\frac{1}{\sigma_i + 1} + \frac{1}{\sigma_i + 2} + \frac{1}{\sigma_i + 4} = 0. \quad (9.63)$$

Soluțiile acestei ecuații de gradul doi sunt  $\sigma_i = -3,22$  și  $\sigma_i = -1,45$ . Soluția acceptabilă este  $\sigma_i = -1,45$  deoarece punctul trebuie să se afle între cei doi poli (între  $-1$  și  $-2$  pe axa reală).

Unghiurile pe care le fac asimptotele cu axa reală se obțin prin aplicarea Regulii 7; ele sunt  $\pm 60^\circ$  și  $180^\circ$ . Asimptotele se întâlnesc pe axa reală într-un punct a cărui abscisă,  $\sigma_a$ , este dată de (9.61):

$$\sigma_a = \frac{(-1 - 2 - 4) - 0}{3} = -2,33.$$

Desenând aceste asimptote, locul rădăcinilor se poate schița ca în fig. 9.29, observând în concordanță cu Regula 5 că locul rădăcinilor părăsește axa reală sub un unghi drept.

Locul rădăcinilor se poate calibra acum pentru diversele valori ale câștigului pe buclă prin utilizarea condiției de modul 9.60. Aspectele de interes în ceea ce privește locul rădăcinilor sunt date de acele valori ale câștigului pe buclă care fac ca: (a) polii să devină complecși, (b) polii să facă un unghi de  $45^\circ$  cu axa reală și (c) polii să intre în semiplanul drept (să apară oscilații).

Să calculăm mai întâi valoarea câștigului pe buclă pentru care polii devin complecși. Punctul corespunzător de pe axa reală este  $\sigma_1 = -1,45$ . Înlocuind  $s = -1,45$  în (9.60) se obține:

$$T_0 \frac{1 \times 2 \times 4}{0,45 \times 0,55 \times 2,55} = 1 \quad (9.64)$$

în care

$$\begin{aligned} |p_1| &= 1 & |p_2| &= 2 & |p_3| &= 4 \\ |s - p_1| &= 0,45 & |s - p_2| &= 0,55 & |s - p_3| &= 2,55 \end{aligned}$$

și

$$s = -1,45 \text{ în punctul considerat.}$$

Din (9.64) rezultă  $T_0 = 0,08$ . Deci o valoare foarte mică a câștigului pe buclă face ca polii  $p_1$  și  $p_2$  să se întâlnească și apoi să se despartă.

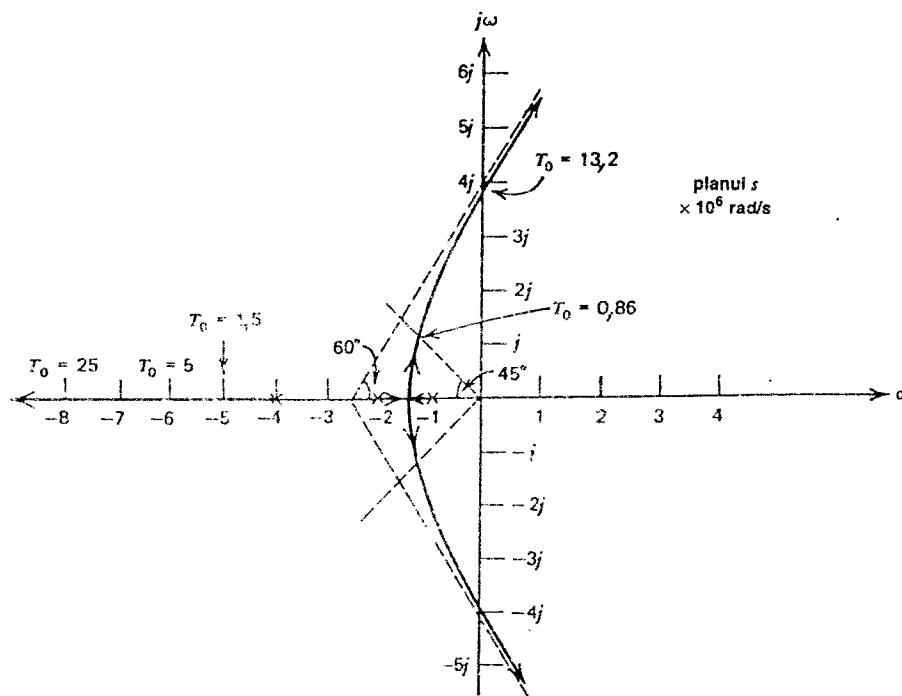


Fig. 9.29 Exemplu de loc al rădăcinilor pentru polii lui  $T(s)$  aflați la  $-1 \times 10^6$ ,  $-2 \times 10^6$ ,  $-4 \times 10^6$  rad/s.

Valoarea câștigului pe buclă pentru care polii intră în semiplanul drept se poate estima aproximând locul rădăcinilor prin asimptotele sale. Vom presupune deci că locul rădăcinilor intersectează axa imaginară în punctul

$$j2,33 \tan 60^\circ = 4,0j .$$

Câștigul pe buclă în acest punct se calculează din (9.60) obținându-se

$$T_0 \frac{1 \times 2 \times 4}{4,1 \times 4,5 \times 5,7} = 1 \quad (9.65)$$

În care

$$|s - p_1| = 4,1 \quad |s - p_2| = 4,5 \quad |s - p_3| = 5,7 .$$

În acest punct de pe locul rădăcinilor

$$s = 4j .$$

Din 9.65 se obține  $T_0 = 13,2$ .

Deoarece acest amplificator are  $a_0 = 100$  [în conformitate cu (9.62)] câștigul global al amplificatorului cu reacție pentru  $T_0 = 13,2$  va fi

$$A_o = \frac{a_0}{1 + T_0} = 7,04$$

și

$$f = \frac{T_0}{a_0} = 0,132 .$$

Valoarea câștigului pe buclă pentru care polii complecși fac un unghi de  $45^\circ$  cu axa reală negativă se poate calcula făcând presupunerea că acest punct are aceeași abscisă cu punctul în care locul rădăcinilor părăsește axa reală. Folosind apoi (9.60) cu  $s = -1,45 + j1,45$  se găsește

$$T_0 \frac{1 \times 2 \times 4}{1,52 \times 1,55 \times 2,93} = 1 ,$$

deci

$$T_0 = 0,86 .$$

În sfârșit este de interes și valoarea câștigului pe buclă în diferite puncte ale ramurii care pleacă din  $p_3$ . Pentru punctul  $-5$  de pe axa reală  $s = -5$  și se obține din (9.60):

$$T_0 \frac{1 \times 2 \times 4}{1 \times 3 \times 4} = 1 ,$$

deci

$$T_0 = 1,5 .$$

Pentru punctul  $-6$  se găsește:

$$T_0 \frac{1 \times 2 \times 4}{2 \times 4 \times 5} = 1 ,$$



deci

$$T_0 = 5.$$

Aceste valori sunt marcate pe locul rădăcinilor din fig. 9.29.

Este util ca în cadrul acestui exemplu să se compare valoarea  $T_0 = 13,2$  prezisă pentru apariția instabilității cu rezultatele care se obțin prin aplicarea criteriului Nyquist. Expresia câștigului pe buclă în domeniul frecvență este

$$T(j\omega) = \frac{T_0}{\left(1 + \frac{j\omega}{10^6}\right) \left(1 + \frac{j\omega}{2 \times 10^6}\right) \left(1 + \frac{j\omega}{4 \times 10^6}\right)} \quad (9.66)$$

Prin câteva încercări se obține că  $\angle T(j\omega) = -180^\circ$  pentru  $\omega = 3,8 \times 10^6$  rad/s. De observat că această valoare este apropiată de valoarea de  $4 \times 10^6$  rad/s la care s-a presupus că locul rădăcinilor intersectează axa imaginară  $j\omega$ . Înlocuind în (9.66)  $\omega = 3,8 \times 10^6$  pentru modulul câștigului pe buclă se obține valoarea

$$|T(j\omega)| = \frac{T_0}{11,6}. \quad (9.67)$$

Deci, pentru stabilitate, în conformitate cu criteriul lui Nyquist, este necesar ca  $T_0 < 11,6$ , rezultat apropiat de acela obținut prin metoda locului rădăcinilor. Dacă s-ar fi determinat cu mai multă precizie punctul de intersecție al locului rădăcinilor cu axa  $j\omega$  s-ar fi găsit că el este situat la  $3,8 \times 10^6$  rad/s, ambele metode prezicând apariția instabilității pentru  $T_0 > 11,6$ . Trebuie subliniat faptul că locul rădăcinilor din fig. 9.29 arată mișcarea *polilor* amplificatorului cu reacție odată cu variația lui  $T_0$ . Teoria dezvoltată în *Secțiunea 9.5.2* arată că *zerourile* amplificatorului cu reacție sunt date de *zerourile* amplificatorului de bază și de *polii* rețelei de reacție. În cazul exemplului de față amplificatorul de bază nu are zerouri, situația care nu se întâlnește întotdeauna. Trebuie ținut minte că dacă amplificatorul de bază are în funcția sa de transfer și zerouri, aceste zerouri pot aduce o contribuție importantă la funcția de transfer a amplificatorului cu reacție.

### 9.5.3 Locul rădăcinilor pentru compensarea cu pol dominant

Să considerăm un amplificator operațional care a fost compensat prin crearea unui pol dominant  $p_1$ . Dacă presupunem că al doilea pol în domeniul mărimii este  $p_2$  și neglijăm efectul oricoror poli de la frecvențe mai mari, locul rădăcinilor pentru o reacție rezistivă este ca acela arătat în fig. 9.30.

În Regula 1 s-a arătat că locul rădăcinilor există pe axa reală între  $p_1$  și  $p_2$ . Din Reg. 1 se poate obține, de asemenea, faptul că în acest loc părțeste axa reală:

$$\sigma = \frac{p_1 + p_2}{2}. \quad (9.68)$$

Regulele 1 și 2 arată că asimptotele sunt la  $90^\circ$  față de axa reală pe care ele intersectează la  $\sigma$ .

Pe măsură ce valoarea lui  $T_L$  crește ramurile locului care pleacă din  $p_1$  și  $p_2$  vin una spre alta, se întâlnesc și apoi se despart părăsind axa, polii devenind astfel complecși.

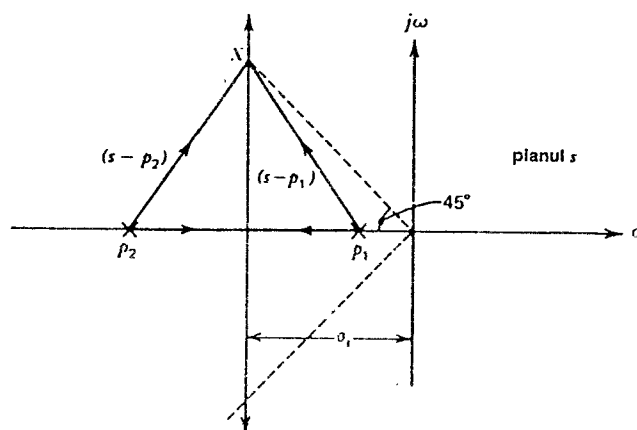


Fig. 9.30 Locul rădăcinilor pentru un amplificator operațional care are în funcția de transfer doi poli. Reacția se presupune rezistivă.

Odată cu creșterea lui  $T_0$  crește și partea imaginară a polilor devenind și mai mare iar caracteristica  $|A(j\omega)|$  a circuitului va avea un vârf la frecvențe înalte. Acest rezultat este în concordanță cu punctul de vedere exprimat mai înainte al apariției, odată cu scăderea marginii de fază, a unui vârf în caracteristica de frecvență a modulului câștigului.

Să presupunem că se cere ca acest amplificator să aibă o valoare maximă a benzii, astfel încât în caracteristica modulului câștigului-frecvență să nu existe vârfuri, sau dacă există să fie mici. Această condiție înseamnă că la valoarea maximă a câștigului pe buclă polii nu trebuie să treacă dincolo de punctul marcat cu X pe locul rădăcinilor. Acest punct se află la intersecția locului cu linia dusă prin origine sub un unghi de  $45^\circ$  față de axa reală negativă. În punctul X valoarea câștigului pe buclă se obține din (9.60):

$$T_0 = \frac{|p_1| |p_2|}{|s - p_1| |s - p_2|} = 1. \quad (9.69)$$

Dacă  $|p_1|$  este polul dominant, se poate presupune că  $|p_1| \ll |p_2|$  deci  $\sigma_1 = p_2/2$ . Pentru poli poziționați la  $45^\circ$

$$|s - p_1| = |s - p_2| \approx \sqrt{2} \frac{|p_2|}{2}$$

Deci (9.69) devine

$$T_0 = \frac{1}{|p_1| |p_2|} \left( \sqrt{2} \frac{|p_2|}{2} \right)^2$$

relație din care se obține valoarea  $T_0$  a câștigului pe buclă care duce polii în X, vezi fig. 9.30:

$$T_0 = \frac{1}{2} \frac{|p_2|}{|p_1|} \quad (9.70)$$

Efectul de scădere a benzii amplificatorului este acum evident. Pe măsură ce  $|p_1|$  se micșorează, valoarea  $T_0$  necesară pentru a duce polii la  $45^\circ$  trebuie să fie din ce în ce mai



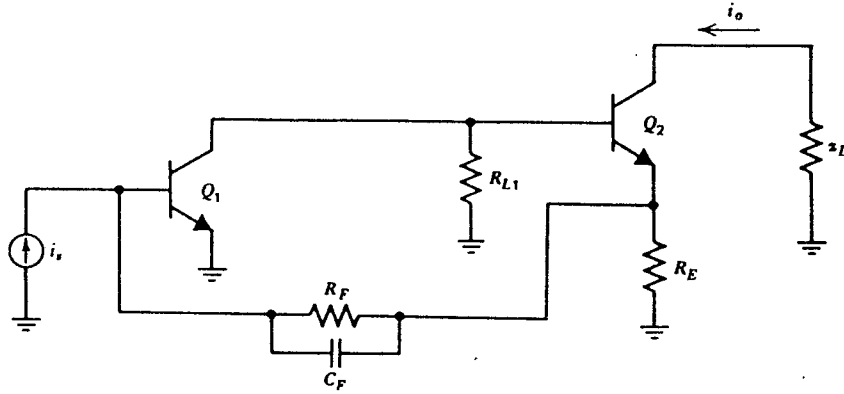


Fig. 9.31 Amplificator cu reacție șunt-serie care are în reacție un capacitor  $C_F$ .

În fig. 9.31 este prezentat un amplificator cu reacție șunt-serie care are în rețeaua de reacție și un capacitor  $C_F$ . Schema amplificatorului de bază care include și efectele de încărcare date de rețeaua de reacție este indicată în fig. 9.32. Capacitoarele  $C_F$  de la intrare și de la ieșire au numai un efect minor asupra funcției de transfer a circuitului. Rețeaua de reacție este dată în fig. 9.33; factorul de reacție,  $f$ , este dat de

$$f = \frac{i_1}{i_2} = -\frac{R_E}{R_F + R_E} \frac{1 + R_F C_F s}{1 + \frac{R_E R_F}{R_E + R_F} C_F s} \quad (9.71)$$

Funcția de transfer a rețelei de reacție conține un zero la

$$\omega_z = \frac{1}{R_F C_F} \quad (9.72)$$

și un pol la

$$\omega_p = \frac{R_E + R_F}{R_E} \frac{1}{R_F C_F} \quad (9.73)$$

Mărimea  $(R_E + R_F)/R_E$  este aproximativ egală cu câștigul, la joasă frecvență, al circuitului cu reacție; deoarece în mod obișnuit  $(R_E + R_F)/R_E > 1$  pulsația (9.73) a polului este mult mai mare decât pulsația (9.72) a zeroului. În continuare se va presupune  $(R_E + R_F)/R_E > 1$  iar polul se va neglija. În cazul în care mărimea  $(R_E + R_F)/R_E$  devine comparabilă cu unitatea polul va fi important și trebuie să fie inclus în calcule.

Amplificatorul de bază din fig. 9.32 are doi poli importanți introduși de tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$ . Deși mai există și poli la frecvențe mai înalte ei vor fi neglijați deoarece nu au o influență importantă; efectele acestei neglijări vor fi discutate mai târziu.

Câștigul pe buclă al circuitului din fig. 9.31 va conține deci doi poli în calea directă și un zero în calea de reacție; locul rădăcinilor este dat în fig. 9.34. Pentru a fixa ideile se presupun pentru cei doi poli valorile  $p_1 = -10 \times 10^6$  rad/s și  $p_2 = -20 \times 10^6$  rad/s iar pentru zero valoarea  $z = -50 \times 10^6$  rad/s.

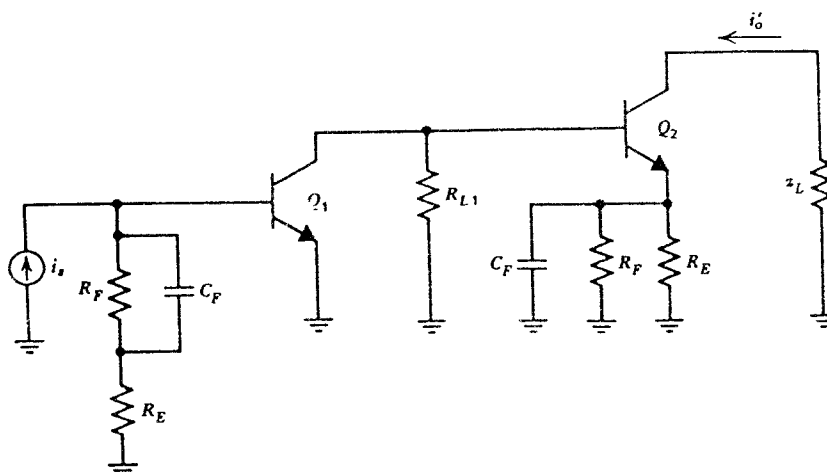


Fig. 9.32 Amplificatorul de bază care include efectele de încărcare date de reacție pentru circuitul din fig. 9.31.

Pentru comoditate în calcule valorile se normalizează la  $10^6$  rad/s. De asemenea vom presupune că valoarea câștigului pe buclă a circuitului din fig. 9.31 se poate modifica fără a se schimba parametrii amplificatorului de bază din fig. 9.32.

În conformitate cu Regulile 1 și 2 locul rădăcinilor există pe axa reală între  $p_1$  și  $p_2$  și la stânga lui  $z$ . Locul rădăcinilor părăsește axa într-un punct  $\sigma_1$  situat între  $p_1$  și  $p_2$ , revine pe axă în punctul  $\sigma_2$ , de unde una din ramuri se extinde spre dreapta ajungând în zeroul  $z$  iar cealaltă spre stânga la infinit. Aplicând Regula 6 se obține

$$\frac{1}{\sigma_1 + 10} + \frac{1}{\sigma_1 + 20} = \frac{1}{\sigma_1 + 50} \quad (9.74)$$

cu soluțiile

$$\sigma_1 = -84,6 \quad \text{sau} \quad -15,4.$$

Evident  $\sigma_1 = -15,4$  și  $\sigma_2 = -84,6$ . De observat că aceste puncte sunt echidistante față de zero; se poate arăta că în cazul acestui exemplu porțiunea locului rădăcinilor care este în afara axei reale este un cerc cu centrul în zeroul  $z$ . Din fig. 9.29 și fig. 9.34 rezultă o observație utilă pentru schițarea locului rădăcinilor. Locul rădăcinilor tinde să se curbeze apropiindu-se de zerouri și depărtându-se de poli ca și cum zerourile l-ar atinge iar polii l-ar respinge.

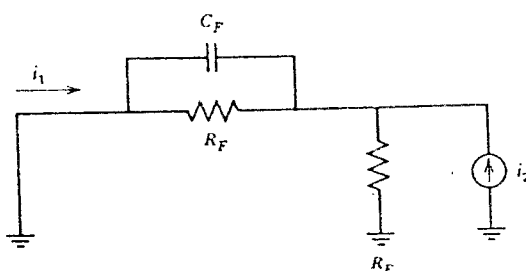


Fig. 9.33 Circuit pentru calculul factorului de reacție  $f$  pentru amplificatorul din fig. 9.31.

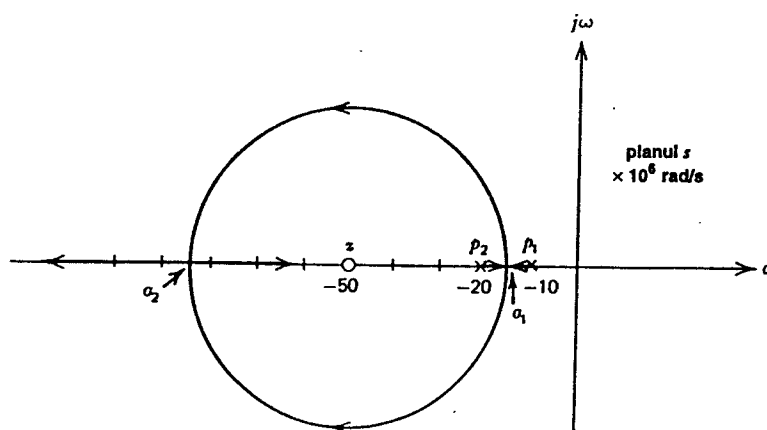


Fig. 9.34 Locul rădăcinilor pentru circuitul din fig. 9.31 presupunând că amplificatorul de bază contribuie la  $T(s)$  cu doi poli iar rețeaua de reacție cu un zero.

Eficacitatea zeroului introdus în reacție pentru compensarea amplificatorului rezultă clar din fig. 9.34. Dacă presupunem că amplificatorul are polii  $p_1$  și  $p_2$  și că în reacție zeroul nu există, atunci când se aplică reacția polii amplificatorului părăsesc axa reală și se mișcă paralel cu axa  $j\omega$ . Pentru valorile practice ale câștigului pe buclă  $T_0$  aceasta duce la poli cu „Q mare” în apropierea axei  $j\omega$ , care determină un răspuns cu supracreșteri excesive. În practică pot apare și oscilații deoarece polii de la frecvențe mai înalte tind să conducă la un loc al rădăcinilor de forma din fig. 9.29, făcând ca locul rădăcinilor să se curbeze și să intre în semiplanul drept. (De observat că această comportare este în concordanță cu aceea descrisă de cealaltă abordare care consideră că o valoare mică a marginii de fază determină o curbă câștig-frecvență cu vârfuri și eventual instabilitate). Includerea unui zero în reacție face ca locul rădăcinilor să se curbeze apropiindu-se de zero și depărtându-se de axa  $j\omega$ , permițând proiectantului să plaseze polii în zona pe care o dorește.

Un aspect important care trebuie subliniat este acela că locul rădăcinilor din fig. 9.34 dă polii amplificatorului cu reacție. Zeroul din această figură este un zero al câștigului pe buclă  $T(s)$  deci trebuie inclus în locul rădăcinilor. Totuși zeroul este introdus de rețeaua de reacție și nu este un zero al amplificatorului cu reacție.

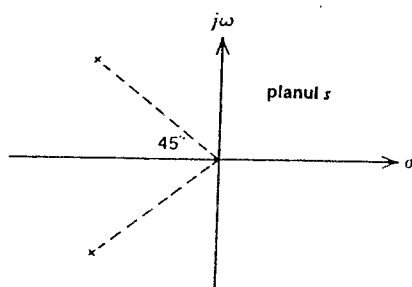


Fig. 9.35 Polii funcției de transfer a amplificatorului cu reacție din fig. 9.31. Funcția de transfer nu conține zerouri.

După cum s-a arătat în Secțiunea 9.5.2 zerourile amplificatorului cu reacție sunt date de zerourile amplificatorului de bază  $a(s)$  și de polii rețelei de reacție  $f(s)$ . Ca urmare în acest caz funcția de transfer a amplificatorului cu reacție are doi poli și nici un zero, după cum rezultă și din fig. 9.35 în care s-a presupus că polii sunt plasați la  $45^\circ$  față de axă prin alegerea convenabilă a valorii zeroului  $z$ . Deoarece zeroul din reacție afectează locul rădăcinilor dar nu apare ca zero al amplificatorului cu reacție aplicată el este denumit zero fantomă.

Pe de altă parte, dacă zeroul  $z$ , ar fi introdus de amplificatorul de bază situația ar fi diferită. Pentru aceeași poziție a zeroului locul rădăcinilor va fi același (vezi fig. 9.36); funcția de transfer a amplificatorului cu reacție aplicată va include însă zeroul respectiv, care va avea un efect semnificativ asupra caracteristicilor amplificatorului. Această discuție a avut doar rolul de a ilustra diferența care există între efectele date de un zero din calea directă și un zero din calea de reacție, deoarece în această situație nu există o modalitate practică pentru introducerea unui zero utilizabil în calea directă.

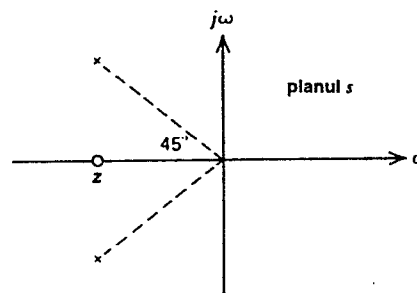


Fig. 9.36 Polii și zerourile funcției de transfer a amplificatorului cu reacție din fig. 9.31 dacă se presupune că zeroul este introdus de amplificatorul de bază.

Înainte de a părăsi acest subiect, vom mai menționa efectul dat de polii de la frecvențe mai înalte asupra locului rădăcinilor, din fig. 9.34, ilustrat în fig. 9.37. Un pol depărtat,  $p_3$ , va face ca locul rădăcinilor să devieze de la forma inițială producând poli, cu o parte imaginară mai mare decât aceea așteptată. Cel de-al treilea pol, care este pe axa reală, poate să fie de asemenea semnificativ în funcționarea amplificatorului cu reacție aplicată. În mod obișnuit se poate obține o funcționare acceptabilă prin modificarea valorii calculate mai înainte a zeroului  $z$ .

În sfârșit rezultatele obținute în acest capitol explică rolul capacitivelor  $C_F$  și  $C_P$  din tripleta cu reacție serie-serie MC 1533 (vezi fig. 8.22a) descrisă în Capitolul 8. Capacitorul  $C_P$  face ca separarea polilor să aibă loc în etajul  $Q_2$  și produce un pol dominant în amplificatorul de bază, fapt care ajută la compensare. După cum s-a arătat mai înainte, o valoare mare a lui  $C_P$  duce însă la o pierdere importantă de bandă a amplificatorului. Ca urmare se introduce prin  $C_F$  un zero în calea de reacție, care ajută în mod suplimentar la compensare deoarece depărtează locul rădăcinilor de axa imaginară. Structura finală conține o combinație a celor două metode de compensare într-o încercare de a găsi o soluție optimă.

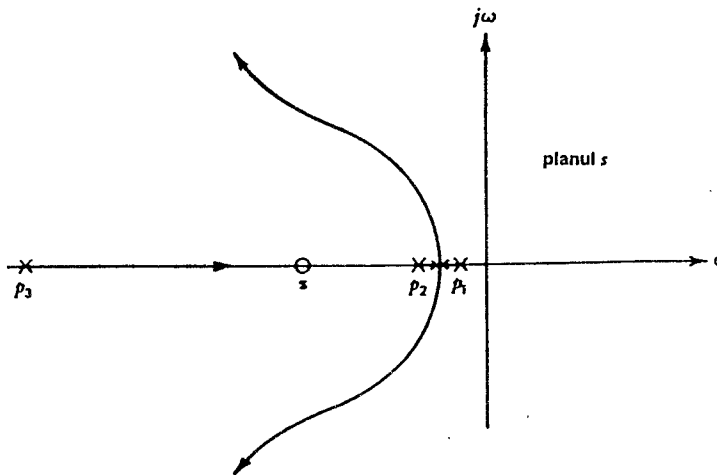


Fig. 9.37 Locul rădăcinilor pentru circuitul din fig. 9.31 dacă se ține cont de un pol suplimentar al amplificatorului de bază (desenul nu este la scară).

## 9.6 VITEZA MAXIMĂ DE VARIAȚIE A TENSIUNII DE LA IEȘIRE ÎN CONDIȚII DE SEMNAL MARE (SLEW RATE)<sup>4</sup>

Secțiunile precedente ale capitolului de față au fost consacrate comportării de semnal mic, la înaltă frecvență a amplificatoarelor cu reacție. În continuare se va discuta funcționarea circuitelor cu reacție în condițiile în care la intrare se aplică semnale mari (fie un semnal treaptă, fie un semnal sinusoidal) și efectul compensării în frecvență asupra funcționării la semnal mare, la înaltă frecvență, a amplificatoarelor cu reacție.

### 9.6.1 Originea limitărilor vitezei de variație a tensiunii de la ieșire

Un test de uz curent pentru funcționarea la semnal mare, la frecvență înaltă a unui amplificator constă în aplicarea la intrare a unui salt de tensiune, de la 0 la +5 V, după cum se arată în fig. 9.38. În această figură amplificatorul operațional este conectat într-o configurație de repetor, configurație care va fi utilizată în continuare pentru a ilustra problema vitezei maxime de variație a tensiunii de la ieșire în condiții de semnal mare. Să presupunem la început că pentru acest semnal aplicat la intrare circuitul funcționează liniar și că are în caracteristica de transfer un singur pol,

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = \frac{A}{1 + s\tau} \quad (9.75)$$

unde

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_o} \quad (9.76)$$

$f_o$  fiind frecvența de -3 dB. Deoarece amplificatorul este conectat ca repetor de tensiune câștigul la joasă frecvență,  $A$ , va fi practic egal cu unitatea. Luând  $A=1$  răspunsul circuitului la un salt treaptă la intrare [ $V_i(s)=5/s$ ] va fi dat de

$$V_o(s) = \frac{1}{1 + s\tau} \cdot \frac{5}{s} \quad (9.77)$$

Expresia 9.77 se poate rescrie

$$V_o(s) = \frac{5}{s} - \frac{5}{s + \frac{1}{\tau}} \quad (9.78)$$

din care rezultă

$$V_o(t) = 5(1 - e^{-t/\tau}) \quad (9.79)$$

Răspunsul prezis de (9.79), este dat în fig. 9.39a (s-au folosit datele concrete ale amplificatorului operațional 741, cu  $f_o \approx 1,3$  MHz; tensiunea de la ieșire crește exponențial spre 5 V atingând 90% din valoarea finală după aproximativ  $0,3 \mu s$ ).



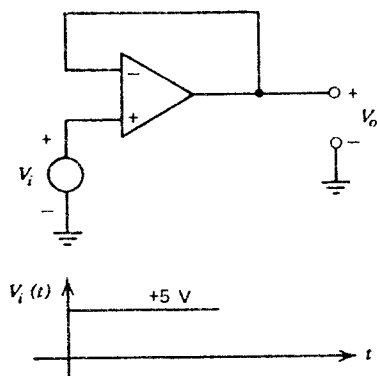


Fig. 9.38 Circuit pentru testarea vitezei maxime de variație a tensiunii de la ieșire în condiții de semnal mare.

Dependența tipică  $V_o(t)$ , determinată experimental pentru amplificatorul operațional 741, este prezentată în fig. 9.39b, constatându-se un răspuns complet diferit. Forma de variație a tensiunii de la ieșire este o rampă lentă, cu o pantă aproape constantă, care are nevoie de aproximativ  $5 \mu\text{s}$  ca să ajungă la 90% din valoarea finală.

Este evident că analiza liniară, de semnal mic, nu este potrivită pentru descrierea comportării amplificatorului în aceste condiții. Forma de variație a răspunsului prezentată în fig. 9.39b este tipică pentru un amplificator operațional căruia i se aplică la intrare o treaptă mare de tensiune.

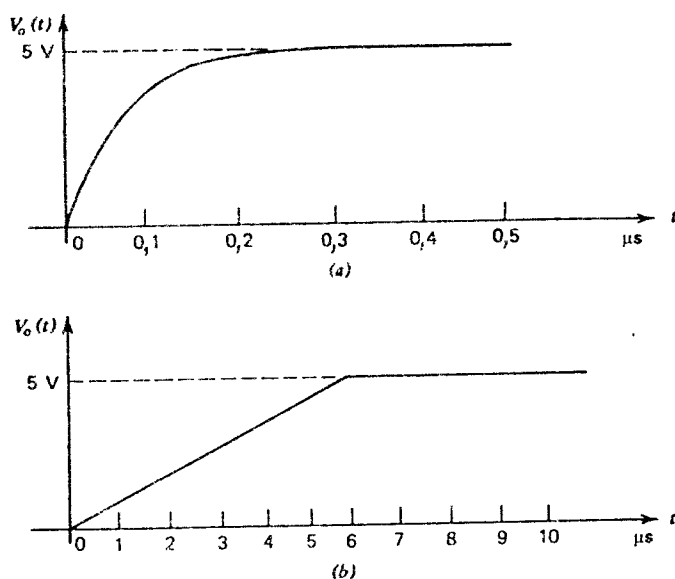


Fig. 9.39 Răspunsul circuitului din fig. 9.38 atunci când la intrare se aplică un salt treaptă de 5V. (a) Răspunsul prezis de (9.79) pentru amplificatorul operațional 741. (b) Răspunsul determinat experimental pentru amplificatorul operațional 741.

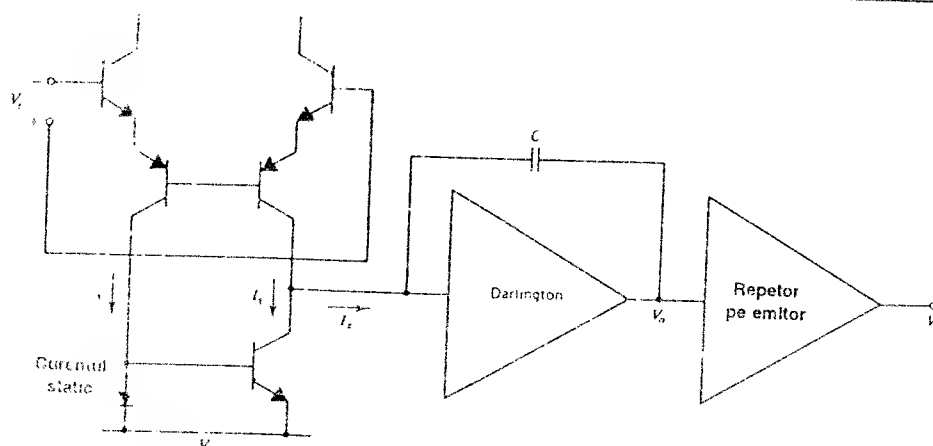


Fig. 9.40 Schemă simplificată a amplificatorului operațional 741 utilizată pentru calculul vitezei maxime de variație a tensiunii de la ieșire în condiții de semnal mare.

Rata,  $dV_o/dt$ , cu care se modifică tensiunea de la ieșire în regiunea cu pantă constantă se numește *viteza maximă de variație a tensiunii de la ieșire, în condiții de semnal mare*, fiind dată în mod obișnuit în  $V/\mu s$ .

În cele ce urmează vom explica motivul discrepanței care apare între răspunsul calculat și răspunsul determinat experimental. La  $t=0$  semnalul de la intrare sare la  $+5$  V; semnalul de la ieșire nu poate varia instantaneu deci valoarea sa inițială este nulă. Ca urmare, la  $t=0$ , la intrarea amplificatorului operațional se aplică o tensiune diferențială de 5 V, suficient de mare pentru a scoate etajul de intrare din zona de funcționare liniară. În continuare vom lua ca exemplu amplificatorul operațional 741; schema care se va utiliza în această discuție este dată în fig. 9.40. Capacitorul de compensare  $C$ , conectat pe perechea Darlington, face ca acest etaj să funcționeze cu un integrator. Curentul  $I_x$ , care încarcă capacitorul de compensare, provine din etajul de intrare.

Caracteristica de transfer de semnal mare  $I_x(V_i)$  este aceea a unei perechi diferențiale cu patru joncțiuni în serie (vezi fig. 9.41). Această caracteristică este similară cu aceea dedusă în Secțiunea 3.4.1 pentru o pereche diferențială simplă. Din fig. 9.41 rezultă că valoarea maximă a curentului disponibil pentru încărcarea capacitorului  $C$  este egală cu  $2I_1$  unde  $I_1$  este valoarea curentului din punctul static de funcționare prin fiecare jumătate a etajului de intrare.

De observat că pentru  $V_i=120$  mV,  $I_x$  este la mai puțin de 10% din valoarea sa maximă; ca urmare atunci când se aplică un semnal de intrare diferențial de 5 V etajul de intrare limitează valoarea curentului de comandă la  $|I_x| \approx 2I_1$ . Rezultă că circuitul funcționează *neliniar*; analiza liniară întreprinsă la începutul acestei secțiuni nu se poate utiliza pentru a prezice comportarea amplificatorului. Dacă etajul de intrare ar acționa liniar, o tensiune de intrare de 5 V ar produce un curent de încărcare al capacității de compensare  $I_x$  foarte mare. Faptul că acest curent de încărcare este limitat la o valoare destul de mică,  $2I_1$ , explică de ce viteza maximă de variație a tensiunii de la ieșire este mult mai mică decât aceea prezisă de analiza liniară.

\* Notăția utilizată curent în limba română este SR, care provine din inițialele denumirii corespunzătoare din literatura de limbă engleză: *slew-rate* (n.t.).

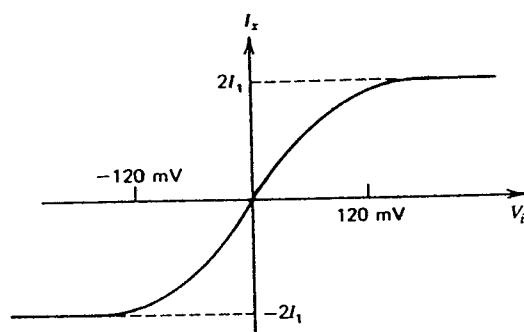


Fig. 9.41 Caracteristica de transfer de semnal mare a etajului de intrare din amplificatorul 741.

Să considerăm că la intrarea circuitului din fig. 9.40 se aplică un semnal mare, astfel încât  $I_x = 2I_1$ . Etajul Darlington acționează ca un integrator căruia i se aplică la intrare un curent  $2I_1$ ; tensiunea la ieșire va fi dată de

$$V_o = \frac{1}{C} \int 2I_1 dt \quad (9.80)$$

și deci

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{2I_1}{C} \quad (9.81)$$

Relația 9.81 prezice o rată constantă de variație a lui  $V_o$  pe toată durata regimului tranzitoriu, fapt care este în concordanță cu determinările experimentale. Pentru amplificatorul 741  $I_1 = 12 \mu A$ ,  $C = 30 \text{ pF}$  și se obține  $SR = dV_o/dt = 0,8 \text{ V}/\mu s$ , valoare apropiată de cea măsurată. Este clar că limitarea vitezei de variație a tensiunii de la ieșire are loc din cauza limitării valorii curentului care încarcă, în cursul regimului tranzitoriu, capacitorul de compensare. Rezultă deci că, din punctul de vedere al vitezei de variație a tensiunii de la ieșire, cazul cel mai defavorabil are loc atunci când circuitul este compensat pentru o funcționare cu câștig unitar. De asemenea, atunci când se compară performanțele de viteză de variație a tensiunii de la ieșire compensarea circuitului trebuie specificată în mod obligatoriu. Calculele anterioare pentru viteza de variație a tensiunii de la ieșire s-au bazat pe circuitul din fig. 9.40, care nu are reacție. Deoarece în timpul regimului tranzitoriu etajul de intrare este complet tăiat, existența unei reacții nu va afecta pe toată această durată funcționarea circuitului. Rezultă că viteza de variație a tensiunii de la ieșirea amplificatorului în condițiile aplicării la intrare a unui semnal mare, SR, este aceeași independent de faptul că există sau nu o reacție.

### 9.6.2 Metode de îmbunătățire a vitezei de variație a tensiunii de ieșire în condiții de semnal mare

Pentru examinarea metodelor de îmbunătățire a vitezei de variație a semnalului de la ieșire în condiții de semnal mare (SR) este necesară o analiză mult mai generală. Această analiză se va realiza utilizând circuitul din fig. 9.42 care constituie o reprezentare generală a schemei unui amplificator operațional. Etajul de intrare are o transconductanță de semnal mic  $g_{mi}$ ; pentru valori mari ale tensiunii de intrare etajul poate livra capacitorului de compensare

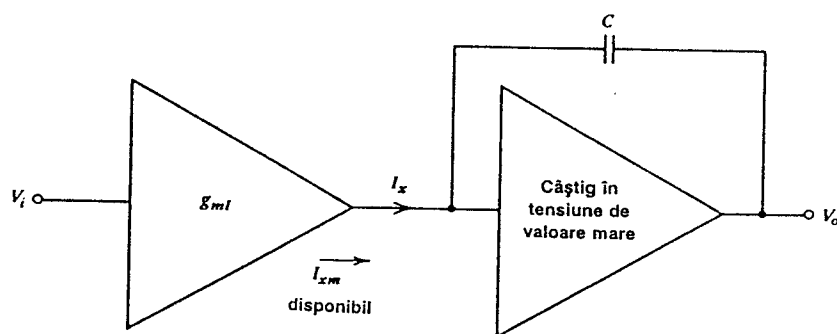


Fig. 9.42 Reprezentarea generală a schemei unui amplificator operațional pentru calculul vitezei maxime de variație a tensiunii de la ieșire în condiții de semnal mare.

un curent maxim  $I_{xm}$ . Compensarea se presupune realizată prin efect Miller, utilizând capacitorul  $C$ , deoarece această situație se întâlnește în majoritatea amplificatoarelor operaționale moderne.

Din fig. 9.42 și relația 9.81 se obține viteza maximă de variație a tensiunii de la ieșire în condițiile în care la intrare se aplică o tensiune mare:

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{I_{xm}}{C} \quad (9.82)$$

Să considerăm acum funcționarea la *semnal mic*. Pentru etajul de intrare transconductanța de semnal mic este

$$\frac{\Delta I_x}{\Delta V_i} = g_{m1} \quad (9.83)$$

Funcția de transfer la frecvențe înalte a etajului pe care se realizează compensarea (care funcționează ca un integrator) este

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I_x} = \frac{1}{sC}$$

sau, în domeniul frecvență,

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I_x}(j\omega) = \frac{1}{j\omega C} \quad (9.84)$$

Din (9.83) și (9.84) se obține:

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_i}(j\omega) = \frac{g_{m1}}{j\omega C} \quad (9.85)$$

În tratarea anterioară a compensării s-a arătat că valoarea câștigului în tensiune, de semnal mic, cu bucla deschisă  $(\Delta V_o/\Delta V_i)(j\omega)$  trebuie să scadă ajungând egală cu unitatea la sau înainte de pulsația celui de al doilea pol,  $\omega_2$ . Dacă vom presupune, pentru ușurința calculului, că circuitul este compensat pentru o funcționare cu câștig unitar cu o margine de fază de  $45^\circ$  (ca în fig. 9.15), câștigul  $(\Delta V_o/\Delta V_i)(j\omega)$ , dat de expresia 9.85, trebuie să ajungă egal cu unitatea la pulsația  $\omega_2$  (în acest scop capacitorul de compensare se alege în mod potrivit).

Deci, folosind expresia 9.85, se scrie

$$1 = \frac{g_{m1}}{\omega_2 C}.$$

și se obține

$$\frac{1}{C} = \frac{\omega_2}{g_{m1}}. \quad (9.86)$$

De observat că (9.86) s-a dedus pe baza unei analize de *semnal mic*. Folosind acest rezultat în expresia de *semnal mare* 9.82 se găsește că

$$\text{viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire în condiții de semnal mare} = SR = \frac{dV_o}{dt} = \frac{I_{xm}}{g_{m1}} \omega_2 \quad (9.87)$$

Expresia 9.87 permite estimarea efectului pe care îl au parametrii circuitului asupra SR; este evident că pentru  $\omega_2$  dat creșterea SR se poate obține prin creșterea raportului  $I_{xm}/g_{m1}$ . Pentru cazul amplificatorului operațional 741  $I_{xm} = 2I_1$ ,  $g_{m1} = qI_1/2kT$ . Înlocuind în (9.87) se obține

$$\text{viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire în condiții de semnal mare} = SR = 4 \frac{kT}{q} \omega_2. \quad (9.88)$$

Deoarece atât  $I_{xm}$  cât și  $g_{m1}$  depind direct proporțional de curentul  $I_1$  din punctul static de funcționare, influența curentului  $I_1$  se anulează, SR fiind *independentă* de  $I_1$ . Evident, creșterea lui  $\omega_2$  duce la creșterea SR, care de altfel este urmată în realizarea majorității circuitelor care au o SR mare. În conformitate cu (9.88) rezultă că limita asupra SR este impusă de performanțele de frecvență ale tranzistoarelor care se obțin prin procesul de fabricație al circuitului integrat. Îmbunătățirea valorii SR se realizează, după cum se va arăta în continuare, prin modificări de circuit.

Calcululele anterioare au arătat că modificarea valorii curentului din punctul static de funcționare al etajului de intrare al amplificatorului operațional 741 nu-i schimbă valoarea SR. În conformitate cu (9.87) creșterea SR se va putea realiza, pentru un curent  $I_{xm}$  dat, prin *reducerea* transconductanței etajului de intrare.

O cale de reducere a transconductanței  $g_{m1}$  constă în includerea de rezistoare de degenerare în emitoare, după cum se indică în fig. 9.43. Se poate arăta că transconductanța de semnal mic pentru acest etaj de intrare este dată de

$$g_{m1} = \frac{\Delta I_x}{\Delta V_i} = \frac{g_{m1}}{2} \frac{1}{1 + \frac{g_{m1} R_E}{2}} \quad (9.89)$$

unde

$$g_{m1} = \frac{qI_1}{kT}. \quad (9.90)$$

Valoarea curentului  $I_{xm}$  este în continuare  $2I_1$ . Înlocuind (9.89) în (9.87) se găsește

$$SR = \frac{4kT}{q} \omega_2 \left[ 1 + \frac{g_{m1} R_E}{2} \right] \quad (9.91)$$

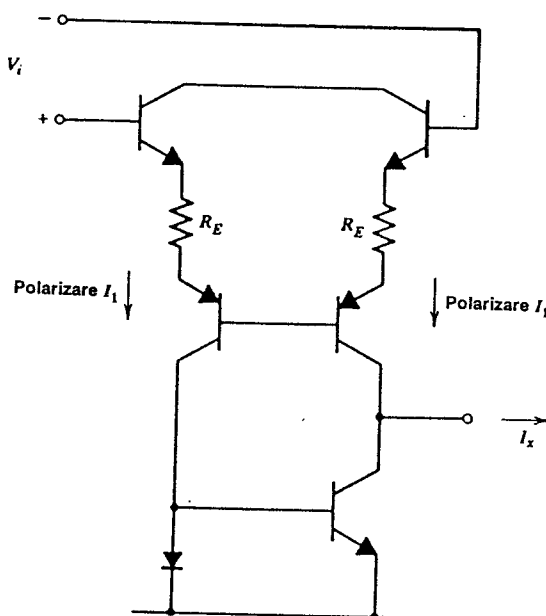


Fig. 9.43 Includerea rezistoarelor de degenerare în emitoare în etajul de intrare al amplificatorului operațional 741, pentru îmbunătățirea SR.

Rezultă că SR a crescut față de valoarea dată de (9.88) cu un factor  $[1 + g_{m1}R_E/2]$ . Motivul fundamental al acestei creșteri este dat de faptul că, pentru un curent  $I_1$  din punctul static de funcționare dat, reducerea transconductanței  $g_{m1}$  micșorează, în conformitate cu (9.86), și valoarea necesară a capacitorului de compensare  $C$ .

Limitarea practică a acestei tehnici de reducere a transconductanței este dată de creșterea tensiunii de offset, ca urmare a diferențelor care apar între căderile de tensiune pe rezistențele din emitoare. Prin folosirea unor rezistoare de arie mare (cu o lățime de cel puțin  $25 \mu\text{m}$ ) se pot obține rezistențe care se împerechează în 0,2% (adică o parte în 500). Dacă se impune o contribuție la tensiunea de offset datorată neîmperecherii rezistențelor de cel mult 1 mV, căderea maximă de tensiune pe rezistoarele din emitoare care se poate accepta este de

$$I_1 R_E|_{\max} = 500 \text{ mV} . \quad (9.92)$$

Deci

$$g_{m1} R_E|_{\max} = \frac{q}{kT} I_1 R_E|_{\max} = \frac{500}{26} \approx 20 . \quad (9.93)$$

Înlocuind (9.93) în (9.91) se găsește, în concordanță cu acest rezultat, că îmbunătățirea maxim posibilă a valorii SR prin utilizarea de rezistoare de degenerare în emitoare este de 11 ori. Deci în cazul amplificatoarelor operaționale de tip 741 se va putea obține o valoare de  $11 \times 0,8 \text{ V}/\mu\text{s} = 8,8 \text{ V}/\mu\text{s}$ .

Altă metodă de îmbunătățire a raportului  $I_{xm}/g_{m1}$  din (9.87) constă în utilizarea ca dispozitive de intrare în amplificator a unor tranzistoare cu efect de câmp (TEC). TEC prezintă proprietatea că, pentru aceeași valoare a curentului din punctul static de funcționare, transconductanța sa este de aproximativ numai 3% din aceea a unui tranzistoar bipolar.

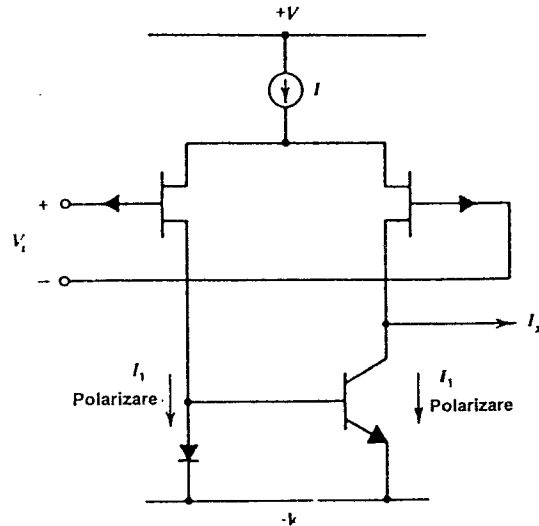


Fig. 9.44 Etajul de intrare al unui amplificator operațional în care se folosesc TECJ cu canal  $p$ .

În majoritatea aplicațiilor acest fapt constituie un dezavantaj pentru TEC, dar în cazul de față această proprietate este avantajoasă. În fig. 9.44 este prezentată schema unui etaj de intrare care utilizează TECJ cu canal  $p$ . Pentru TECJ tipice  $g_m = 1 \text{ mA/V}$  pentru un curent din punctul static de funcționare  $I_1 = 1 \text{ mA}$ . Aplicând aceste date circuitului din fig. 9.44 se obține:

$$g_{mi} = \frac{\Delta I_x}{\Delta V_i} = 1 \text{ mA/V} , \quad (9.94)$$

$$I_{xm} = 2I_1 = 2 \text{ mA} . \quad (9.95)$$

Înlocuind aceste date în (9.87) și luând  $\omega_2 = 8 \times 10^6 \text{ rad/s}$  (1,3 MHz) se găsește că

$$SR|_{\text{TEC}} = \frac{2 \times 10^{-3}}{10^{-3}} \times 8 \times 10^6 \text{ V/s} = 16 \text{ V}/\mu\text{s}$$

Această valoare se poate compara cu aceea dată de (9.88) pentru amplificatorul operațional 741 care folosește ca dispozitive de intrare tranzistoare bipolare. Înlocuind în (9.88)  $\omega_2 = 8 \times 10^6 \text{ rad/s}$  se obține:

$$SR|_{\text{Bipolar}} = 0,83 \text{ V}/\mu\text{s} .$$

Limitarea utilizării TEC în etajele de intrare este dată, la fel ca și în cazul folosirii rezistoarelor de degenerare în emitoare, de creșterea tensiunii de offset la intrarea amplificatorului. După cum s-a arătat în *Capitolul 3* etajele cu TEC tind să aibă tensiuni de offset care sunt mai mari decât cele ale etajelor cu tranzistoare bipolare cu un factor de cel puțin 3 (adeseori chiar mai mult).

În final, în această descriere a metodelor de îmbunătățire a SR vom menționa etajul de intrare neliniar, sau în „clasă B”, descris de Hearn.<sup>8</sup> Această abordare lasă în esență nemodificată transconductanța de semnal mic a etajului de intrare, dar crește mult limita  $I_{xm}$  a curentului maxim disponibil pentru încărcarea capacitorului de compensare.

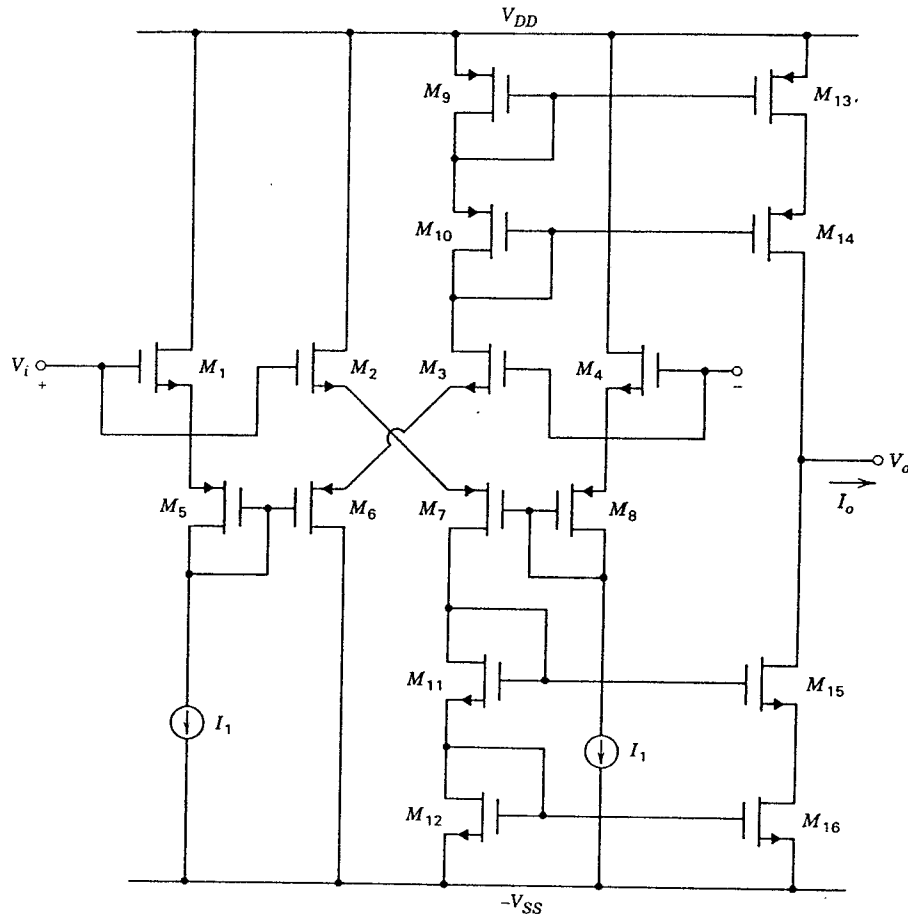


Fig. 9.45 Amplificator CMOS cu etaj de intrare care funcționează în clasă AB.

Creșterea se realizează prin asigurarea în etajul de intrare a unei căi suplimentare care devine operativă la valori mari ale semnalului de intrare, livrând capacitorului de compensare curenți mari. Se obțin valori ale SR de ordinul a 30 V/ $\mu$ s, pentru amplificatoarele operaționale bipolare; la fel ca și în cazurile anterioare limitarea creșterii SR este dată de creșterea tensiunii de offset la intrare.

Etajele de intrare care funcționează în clasă AB se pot implementa și în tehnologiile CMOS. Un exemplu<sup>9,10</sup> este prezentat în fig. 9.45. Tensiunea de intrare este aplicată între grilele tranzistoarelor  $M_1$ ,  $M_2$  și  $M_3$ ,  $M_4$ . Tranzistoarele  $M_1$  și  $M_4$  sunt repetoare pe sursă care au rolul de a transfera tensiunea de intrare la grilele tranzistoarelor  $M_6$  și  $M_7$ . Tranzistoarele conectate ca diodă  $M_5$  și  $M_8$  realizează o deplasare de nivel și împreună cu sursele de curent  $I_1$  stabilesc valoarea curentului din punctul static pentru funcționarea în clasă AB a tranzistoarelor  $M_2$ ,  $M_3$ ,  $M_6$  și  $M_7$ . Curenții prin  $M_3$  și  $M_{11}$  sunt trimiși la ieșire prin intermediul oglinzilor de curent cascodă  $M_9$ ,  $M_{10}$ ,  $M_{13}$ ,  $M_{14}$  și  $M_{11}$ ,  $M_{12}$ ,  $M_{15}$ ,  $M_{16}$ .

Curenții de polarizare se determină presupunând  $V_i=0$  ceea ce conduce la:

$$V_{GS1} + V_{GS5} = V_{GS6} + V_{GS3} \quad (9.96)$$



Dacă se presupune că este valabilă expresia 1.175 relația anterioară devine

$$\begin{aligned} V_{tn} + \sqrt{2 \frac{I_1}{k'_n} (L/W)_1} + V_{tp} + \sqrt{2 \frac{I_1}{k'_p} (L/W)_5} \\ = V_{tp} + \sqrt{2 \frac{I_1}{k'_p} (L/W)_6} + V_{tn} + \sqrt{2 \frac{I_1}{k'_n} (L/W)_3} \end{aligned} \quad (9.97)$$

unde  $I_B = I_{D6} = I_{D3} = I_{D2} = I_{D7}$  este curentul de polarizare iar pentru tranzistoarele NMOS și PMOS s-au utilizat indicii  $n$  și respectiv  $p$ . Etajul de intrare s-a presupus simetric. Din (9.97) se obține

$$\sqrt{I_B} \left[ \sqrt{\frac{2}{k'_p} (L/W)_6} + \sqrt{\frac{2}{k'_n} (L/W)_3} \right] = \sqrt{I_1} \left[ \sqrt{\frac{2}{k'_p} (L/W)_5} + \sqrt{\frac{2}{k'_n} (L/W)_1} \right] \quad (9.98)$$

care este ecuația de proiectare pentru curentul de polarizare a etajului de intrare.

Dacă se presupune că oglinzile de curent cascodă din schema din fig. 9.45 au un câștig în curent unitar curenții din punctul static de funcționare ai tranzistoarele  $M_9$ ,  $M_{10}$ ,  $M_{13}$ ,  $M_{14}$ ,  $M_{11}$ ,  $M_{12}$ ,  $M_{15}$  și  $M_{16}$  sunt toți egali cu  $I_B$ . Prin aplicarea unui semnal de intrare  $V_i$  pozitiv curentul prin tranzistoarele  $M_2$  și  $M_7$  crește iar curentul prin tranzistoarele  $M_3$  și  $M_6$  scade. Ca urmare curentul prin tranzistorul  $M_{14}$  scade, curentul prin tranzistorul  $M_{15}$  crește, iar curentul și tensiunea de la ieșire,  $I_o$  și  $V_o$ , iau valori negative. Pentru calculul câștigului la semnal mic vom neglija efectul de substrat și vom considera că tranzistorul  $M_6$  constituie o degenerare în sursă pentru tranzistorul  $M_3$ . Rezistența care se vede privind în sursa lui  $M_6$  este chiar  $1/g_{m6}$ , deci

$$|i_{d3}| = \frac{g_{m3}}{1 + g_{m3}/g_{m6}} v_i. \quad (9.99)$$

La fel se obține:

$$|i_{d7}| = \frac{g_{m2}}{1 + g_{m2}/g_{m7}} v_i. \quad (9.100)$$

Deci transconductanța amplificatorului este

$$G_m = \frac{|i_{d3}| + |i_{d7}|}{v_i} = \frac{2g_{m3}}{1 + \frac{g_{m3}}{g_{m6}}} \quad (9.101)$$

relație în care s-au folosit egalitățile  $g_{m2} = g_{m3}$  și  $g_{m6} = g_{m7}$ .

Rezistența de ieșire a amplificatorului este dată de rezistențele celor două cascode în paralel:

$$R_o \approx g_{m14} r_{o14} r_{o13} \parallel g_{m15} r_{o15} r_{o16}. \quad (9.102)$$

În concluzie câștigul la semnal mic al amplificatorului este:

$$A_v = G_m R_o. \quad (9.103)$$

În analiza de semnal mic anterioară s-a pus în evidență faptul că o tensiune mică pozitivă  $V_i$  determină scăderea curentului  $I_{D3}$  și creșterea curentului  $I_{D7}$  conducând la o valoare negativă a curentului de la ieșire  $I_o$ . Dacă  $V_i$  continuă să crească ieșind din gama de tensiuni corespunzătoare funcționării la semnal mic a etajului de intrare, tranzistoarele  $M_3$  și  $M_6$  se vor bloca în timp ce tranzistoarele  $M_2$  și  $M_7$  vor fi comandate spre valori mai mari ale tensiunii  $V_{GS}$ . Curenții prin tranzistoarele  $M_2$  și  $M_7$  vor crește spre valori mari, fapt reflectat în valorile corespunzătoare mari, negative ale curentului de la ieșire. Pentru valori negative mari ale tensiunii  $V_i$  tranzistoarele  $M_2$  și  $M_7$  se vor bloca iar tranzistoarele  $M_3$  și  $M_6$  vor conduce curenți mari curentul de la ieșire atingând valori mari pozitive. Rezultă că acest circuit este capabil să livreze unei sarcini capacitive curenți pozitivi și negativi foarte mari fără ca să apară limitările, în sensul uzual, de viteză maximă de variație a tensiunii de la ieșire. Din cauza funcționării în clasă AB această caracteristică se realizează fără să fie necesar un curent mare de polarizare al amplificatorului.

### 9.6.3 Efecte date de viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire pentru funcționarea la semnal mare sinusoidal

Limitarea dată de viteza maximă de variație a tensiunii la ieșire poate afecta funcționarea circuitului la frecvențe înalte în cazul unor semnale sinusoidale mari. Fie circuitul din fig. 9.38 în care la intrare se aplică un semnal mare sinusoidal, după cum se indică în fig. 9.46. Deoarece amplificatorul operațional este conectat ca repetor, tensiunea de la ieșire  $V_o$ , va fi forțată să urmărească tensiunea de la intrare,  $V_i$ . Deoarece semnalul  $V_i$  este sinusoidal

$$V_i = \hat{V}_i \sin \omega t, \quad (9.104)$$

valoarea maximă a vitezei de variație  $dV_i/dt$  se obține la trecerea prin zero:

$$\frac{dV_i}{dt} = \omega \hat{V}_i \cos \omega t, \quad (9.105)$$

și

$$\left. \frac{dV_i}{dt} \right|_{\max} = \omega \hat{V}_i. \quad (9.106)$$

Atât timp cât valoarea mărimii  $dV_i/dt|_{\max}$  dată de (9.106) este mai mică decât SR, tensiunea de la ieșire va fi replica tensiunii de la intrare. Tensiunea de la ieșire nu va mai putea urmări tensiunea de la intrare dacă produsul  $\omega \hat{V}_i$  devine mai mare decât SR, iar forma de undă va avea distorsiuni de forma acelor prezentate în fig. 9.46. Aplicând la intrarea amplificatorului un semnal sinusoidal având amplitudinea  $\hat{V}_i$  egală cu tensiunea sursei de alimentare, limitarea vitezei de variație va apare odată cu creșterea frecvenței semnalului. Caracterizarea funcționării în regim sinusoidal la semnal mare se face prin parametrul denumit *banda la care se obține puterea integrală*<sup>\*</sup>, definit ca fiind valoarea maximă a frecvenței pentru care un semnal sinusoidal cu amplitudinea  $\hat{V}_i$ , egală cu tensiunea sursei de alimentare, este reprodus la ieșire

\* Termenul corespunzător în literatura de limbă engleză este *full power bandwidth* (n.t.).

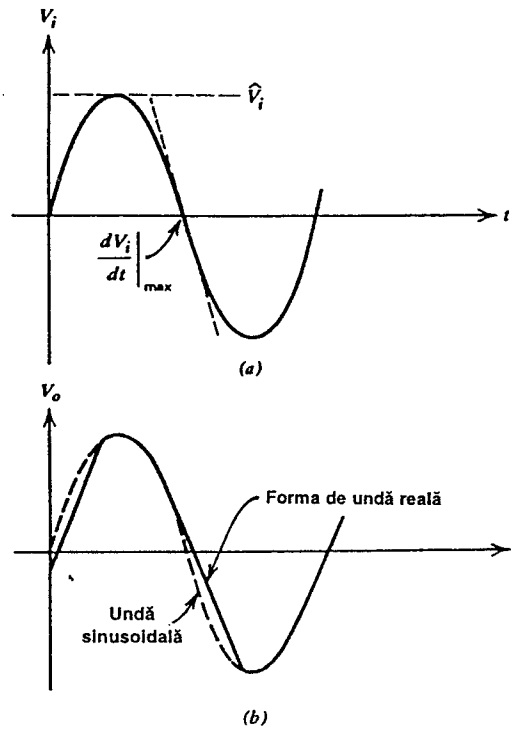


Fig. 9.46 (a) Tensiunea sinusoidală mare aplicată la intrarea circuitului din fig. 9.38. (b) Tensiunea de la ieșire care se obține din semnalul din (a): se pun în evidență efectele date de limitarea de viteză maximă de variație a tensiunii de la ieșire în condiții de semnal mare.

fără distorsiuni, amplificatorul operațional fiind conectat ca repetor. (În practică se folosește o valoare  $\hat{V}_i$  cu puțin mai mică decât tensiunea sursei de alimentare pentru a se evita distorsiunile date de intrarea în limitări, descrise în Capitolul 5).

#### ■ EXEMPLU

Să se calculeze *banda la care se obține puterea integrală* pentru amplificatorul operațional 741, conectat ca repetor. Se va lua  $\hat{V}_i$  egal cu tensiunea de alimentare (15 V).

Din (9.106) rezultă:

$$\omega \hat{V}_i = SR .$$

Deci

$$\omega = \frac{0,8 \mu\text{V/s}}{15 \text{ V}} = 53,3 \times 10^3 \text{ rad/s} ,$$

sau

$$f = 8,5 \text{ kHz} .$$

Interpretarea acestui rezultat este directă; amplificatorul operațional 741 conectat ca repetor, funcționând cu o amplitudine a tensiunii sinusoidale de la ieșire de 15 V, va începe să producă distorsiuni date de viteza maximă de variație a tensiunii de la ieșire în condiții de semnal mare, dacă frecvența semnalului depășește 8,5 kHz.

## PROBLEME

- 9.1** Un amplificator are câștigul la joasă frecvență de 200 și o caracteristică de transfer cu trei poli reali, negativi plasați la 1 MHz, 2 MHz și 4 MHz. Să se calculeze și să se schițeze diagrama Nyquist pentru acest amplificator în condițiile în care funcționează într-o buclă de reacție cu  $f=0,05$ . Este amplificatorul stabil? Să se explice.
- 9.2** Pentru amplificatorul din *Problema 9.1* să se calculeze și să se schițeze dependența modulului (în dB) și a fazei câștigului cu reacție în funcție de frecvență (la scară logaritmică). Să se determine valoarea factorului de reacție,  $f$ , care face ca amplificatorul să devină instabil și valoarea pentru care se obține o margine de fază de  $60^\circ$ .
- 9.3** Pentru un amplificator care are o margine de fază de  $20^\circ$  cât de mare este valoarea maximă a modulului câștigului cu bucla închisă (față de valoarea de la joasă frecvență) la frecvența la care modulul câștigului pe buclă este unitar?
- 9.4** Un amplificator are valoarea câștigului la joasă frecvență de 40000 și o caracteristică de transfer cu trei poli reali negativi, având frecvențele de 2 kHz, 200 kHz și 4 MHz.  
(a) Să se estimeze marginea de fază dacă amplificatorul este conectat într-o buclă de reacție cu  $f$  constant iar câștigul cu bucla închisă la joasă frecvență este  $A_0=400$ .  
(b) Să se repete punctul (a) dacă câștigul cu bucla închisă la joasă frecvență  $A_0$  este 200 și apoi 1000.
- 9.5** Un amplificator are valoarea câștigului la joasă frecvență de 5000 și o caracteristică de transfer cu trei poli reali negativi, având frecvențele de 300 kHz, 2 MHz și 25 MHz.  
(a) Amplificatorul se compensează prin metoda introducerii unui pol dominant astfel încât să funcționeze într-o buclă cu reacție cu un câștig unitar și cu o margine de fază de  $45^\circ$ . Să se calculeze frecvența polului dominant care trebuie introdus pentru compensarea acestui amplificator și valoarea benzii amplificatorului cu reacție. Se va presupune că introducerea acestui pol dominant nu modifică poziția inițială a polilor amplificatorului.  
(b) Să se repete punctul (a) pentru situația în care amplificatorul funcționează într-o buclă cu reacție cu un câștig de 20 dB și cu o margine de fază de  $45^\circ$ .
- 9.6** Amplificatorul din *Problema 9.5* se compensează prin metoda reducerii frecvenței primului pol, dominant.  
(a) Să se calculeze frecvența polului dominant necesară pentru a asigura funcționarea amplificatorului într-o buclă cu reacție cu un câștig unitar și cu o margine de fază de  $45^\circ$  și valoarea benzii amplificatorului cu reacție. Se va presupune că poziția inițială a polilor de ordin superior ai amplificatorului nu se modifică.

(b) Să se repete punctul (a) pentru situația în care amplificatorul funcționează într-o buclă cu reacție cu un câștig de 20 dB și cu o margine de fază de  $45^\circ$ .

9.7 Să se repete Problema 9.6 pentru amplificatorul din Problema 9.4.

9.8 Un amplificator operațional are valoarea câștigului în tensiune la joasă frecvență de 100000 și un răspuns în frecvență caracterizat de o funcție de transfer cu un singur pol real negativ plasat la 5 Hz. Amplificatorul se conectează într-o buclă de reacție serie-șunt cu  $f=0,01$  obținându-se o valoare a câștigului la joasă frecvență  $A_0 \approx 100$ . Dacă impedanța de ieșire fără reacție este rezistivă

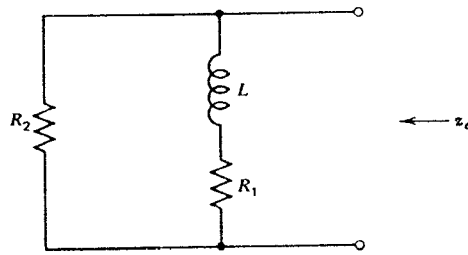


Fig. 9.47 Circuitul echivalent pentru impedanța de ieșire a unui circuit cu reacție serie-șunt.

având o valoare de  $100 \Omega$  să se arate că impedanța de ieșire a circuitului cu reacție se poate reprezenta prin circuitul echivalent din fig. 9.47; să se calculeze valorile elementelor din fig. 9.47. Se va schița, utilizând scări logaritmice, dependența de frecvență a modului impedanței de ieșire pentru frecvențe cuprinse în gama 1 Hz—100 kHz.

9.9 Un amplificator operațional având aceeași schemă ca 741 este fabricat printr-un proces tehnologic diferit astfel că funcția de transfer fără compensare are trei poli reali negativi cu frecvențele de 30 kHz, 500 kHz și 10 MHz. Circuitul se compensează la fel ca și 741; separarea polilor face ca cel de al doilea pol să devină neglijabil. Să se calculeze valoarea capacitorului care asigură obținerea unei margini de fază de  $60^\circ$  pentru o reacție care determină un câștig unitar și frecvența la care câștigul pe buclă este de 0 dB.

Pentru amplificator se vor utiliza datele de joasă frecvență indicate în Capitolul 7 pentru amplificatorul operațional 741. Se va presupune că polul cu frecvența de 10 MHz nu este afectat de compensare. Câștigul la joasă frecvență al amplificatorului operațional 741 este de 108 dB.

9.10 Să se repete Problema 9.9 dacă circuitul se compensează prin utilizarea unui capacitor plasat între baza tranzistorului  $Q_{16}$  și masă. Se va presupune că este afectat numai polul cu frecvența cea mai mică.

9.11 Un amplificator are o valoare a câștigului la joasă frecvență  $a_0=200$  și o funcție de transfer cu trei poli reali negativi având frecvențele de 1 MHz, 3 MHz și 4 MHz. Să se calculeze și să se schițeze locul rădăcinilor atunci când se aplică o reacție  $f$  variind de la 0 la 1. Să se estimeze valoarea lui  $f$  care face ca amplificatorul să devină instabil.

9.12 Să se calculeze și să se schițeze locul rădăcinilor pentru amplificatorul din Problema 9.4 pentru  $f$  variind de la 0 la 1. Să se estimeze valoarea lui  $f$  care face ca amplificatorul să devină instabil și să se verifice rezultatul obținut aplicând criteriul lui Nyquist.

9.13 Pentru circuitul din fig. 9.31  $R_F=5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E=50 \Omega$  și  $C_F=1,5 \text{ pF}$ . Amplificatorul de bază al acestui circuit este prezentat în fig. 9.32 și are doi poli reali negativi cu

frecvențele de 3 MHz și 6 MHz. Valoarea câștigului în curent la joasă frecvență al amplificatorului de bază este de 4000. Presupunând că valoarea câștigului pe buclă al circuitului din fig. 9.31 se poate varia fără a se schimba parametrii amplificatorului de bază, să se schițeze pentru acest circuit locul rădăcinilor,  $f$  variind de la 0 la 0,01 atât cu, cât și fără prezența capacitorului  $C_F$  în circuit. Pentru fiecare caz se va schița, utilizând scări logaritmice, dependența de frecvență a modulului câștigului pentru frecvențe cuprinse între 10 kHz și 100 MHz.

- 9.14 Un amplificator operațional are în caracteristica de transfer cu bucla deschisă doi poli reali negativi la 100 kHz și 120 kHz și un zero real negativ la 100 kHz. Valoarea câștigului în tensiune cu bucla deschisă, la joasă frecvență al amplificatorului operațional este de 100 dB. Să se schițeze locul rădăcinilor, care rezultă prin plasarea amplificatorului într-o buclă de reacție,  $f$  variind de la 0 la 1. Să se calculeze polii și zerourile amplificatorului cu reacție pentru  $f=10^{-3}$  și  $f=1$ .
- 9.15 Să se repete Problema 9.14 dacă polii amplificatorului se află la 100 Hz și 100 kHz iar zeroul la 120 kHz.
- 9.16 În fig. 9.48 este prezentată schema de principiu a primelor etaje ale unui amplificator operațional.
- (a) Presupunând că răspunsul în frecvență este dominat de un singur pol să se determine frecvența la care modulul câștigului în tensiune, la semnal mic  $|(\Delta V_o/\Delta V_i)(j\omega)|$  este egal cu unitatea și viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire în condiții de semnal mare (SR).
- (b) Pentru intervalul 0—20 s să se schițeze răspunsul  $V_o(t)$  care se obține prin aplicarea la intrare a unui salt treaptă de la  $-5$  V la  $+5$  V. Se va presupune că amplificatorul este conectat ca repetor.
- (c) Se vor compara rezultatele obținute prin calcul manual cu cele obținute prin simularea cu SPICE. Pentru toate tranzistoarele:  $\beta=100$ ,  $V_A=130$  V și  $I_S=10^{-15}$  A.

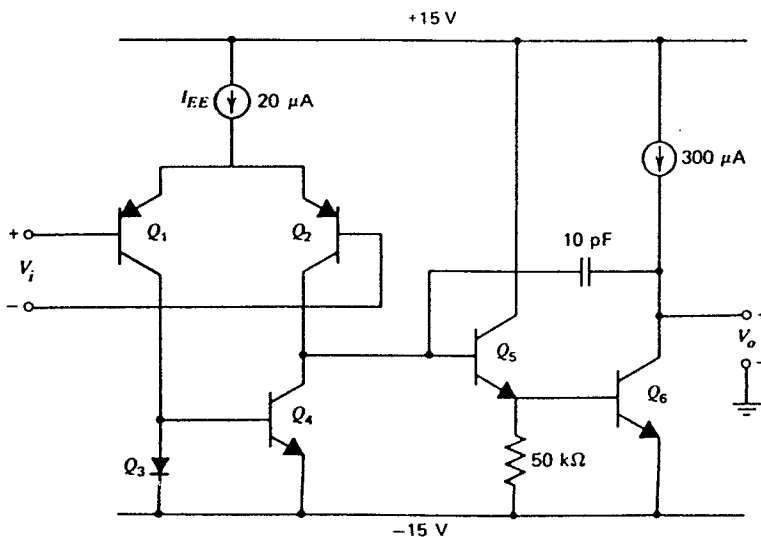


Fig. 9.48 Etajul de intrare al unui amplificator operațional.

- 9.17 Să se repete *Problema 9.16* pentru circuitul din fig. 9.48 compensat cu un capacitor de  $0,05 \mu\text{F}$  conectat între baza tranzistorului  $Q_5$  și masă. Se va presupune că valoarea câștigului în tensiune, de la baza tranzistorului  $Q_5$  la ieșire, este de 500.
- 9.18 Viteza maximă de variație a tensiunii de la ieșire în condiții de semnal mare a circuitului din fig. 9.48 se mărește prin introducerea unor rezistoare de  $10 \text{ k}\Omega$  în emitoarele tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ . Dacă trebuie să se obțină aceeași valoare a frecvenței la care câștigul este unitar să se calculeze noua valoare necesară pentru capacitorul de compensare și factorul cu care se îmbunătățește SR. Rezultatele obținute se vor verifica prin simulare cu SPICE.
- 9.19 Să se repete *Problema 9.18* dacă tranzistoarele  $Q_1$ ,  $Q_2$  se înlocuiesc cu TECJ. Se va presupune că în punctul static de funcționare curentul prin fiecare TECJ este de  $300 \mu\text{A}$  ( $I_{EE}=600 \mu\text{A}$ ), valoarea corespunzătoare a transconductanței fiind de  $300 \mu\text{A/V}$ .
- 9.20 (a) Să se calculeze banda la care se obține puterea integrală pentru circuitul din fig. 9.48.  
 (b) Să se schițeze forma de undă a tensiunii  $V_o$ , pentru o tensiune de intrare sinusoidală cu o amplitudine de  $10 \text{ V}$  și o frecvență de  $45 \text{ kHz}$ , dacă acest circuit este conectat într-o buclă de reacție care determină un câștig neinvertor, unitar.
- 9.21 Pentru amplificatorul operațional CMOS prezentat în fig. 9.49 să se calculeze câștigul cu bucla deschisă, frecvența pentru care câștigul este unitar și SR.

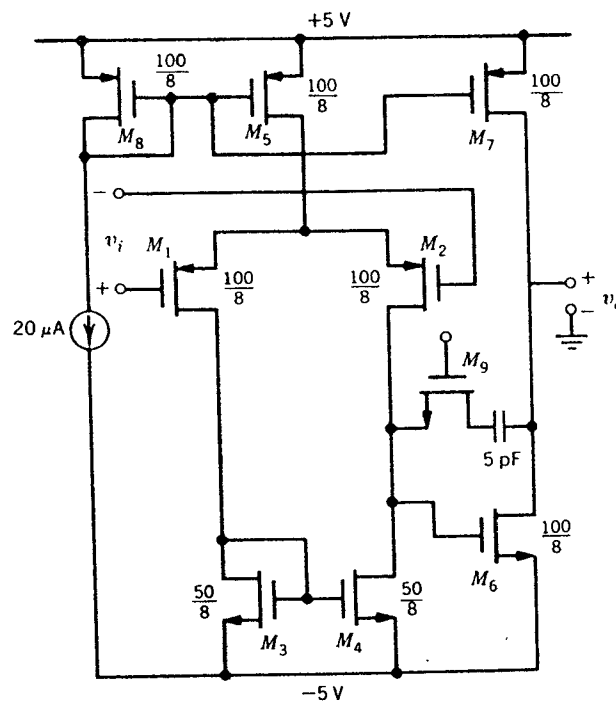


Fig. 9.49 Circuitul pentru *Problema 9.21*.

Pentru tranzistoare se vor lua parametrii din *Tabelul 2.1* și  $X_d = 1 \mu\text{m}$ . Pentru tranzistorul  $M_9$  se va presupune că grila este conectată la tensiunea de alimentare pozitivă și că raportul  $W/L$  a fost ales astfel încât să anuleze zeroul din semiplanul drept. Rezultatele se vor compara cu acelea obținute prin simulare cu SPICE.

- 9.22 Circuitul din fig. 9.50 este utilizat pentru generarea tensiunii care se aplică grilei tranzistorului  $M_9$  din fig. 9.49. Să se calculeze valoarea raportului  $W/L$  al tranzistorului  $M_9$  necesară ca în aceste condiții să deplaseze zeroul din semiplanul drept la infinit. Se vor folosi datele din *Tabelul 2.1*. Rezultatele se vor compara cu acelea obținute prin simulare cu SPICE.
- 9.23 Presupunând că zeroul a fost mutat la infinit să se determine capacitatea de sarcină maximă care poate fi conectată direct la ieșirea circuitului din fig. 9.49 menținând o valoare a marginii de fază de  $45^\circ$ . Se vor neglija toți polii de ordin superior cu excepția acelor determinați de capacitatea de sarcină. Pentru tranzistorul  $M_9$  se va folosi valoarea raportului  $W/L$  determinată în *Problema 9.22* și circuitul de polarizare din fig. 9.50.

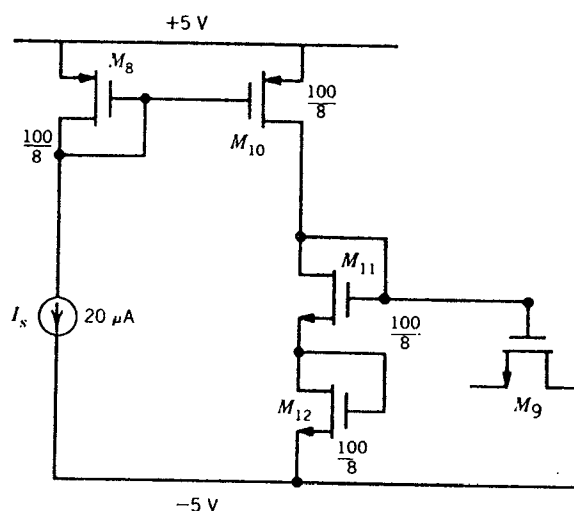


Fig. 9.50 Circuitul pentru *Problema 9.22*.

- 9.24 Se presupune că din amplificatorul operațional CMOS din fig. 9.49 s-au scos tranzistorul  $M_9$  și capacitorul de compensare și că la ieșire a fost conectată o sarcină rezistivă de  $1 \text{ M}\Omega$ . Folosind SPICE și datele din *Tabelul 2.1* se va determina caracteristica de frecvență a câștigului și a fazei și valoarea câștigului la semnal mic. Amplificatorul se conectează într-o buclă de reacție formată prin legarea unui rezistor de  $1 \text{ M}\Omega$  între ieșire și grila tranzistorului  $M_1$  și a unui rezistor  $R_x$  între grila tranzistorului  $M_1$  și masă. Tensiunea de intrare se aplică între grila tranzistorului  $M_2$  și masă. Folosind rezultatele anterioare obținute prin simulare să se determine valoarea câștigului amplificatorului și valorile corespunzătoare ale lui  $R_x$  pentru care marginea de fază este de  $80^\circ$ ,  $60^\circ$ ,  $40^\circ$  și  $20^\circ$ . Pentru fiecare caz folosind SPICE se



va trasa grafic dependența de frecvență a câștigului de semnal mic pentru circuitul cu reacție și răspunsul la un semnal treaptă care determină la ieșire o tensiune de 100 mV. Se vor compara și comenta rezultatele obținute. Se va presupune  $X_d = 1 \mu\text{m}$  și o lățime de  $2 \mu\text{m}$  a regiunilor de sursă și de drenă.

- 9.25 Circuitul CMOS din fig. 9.45 se folosește ca un amplificator operațional cu SR mare. Între ieșire și masă este conectată o capacitate de sarcină  $C_L = 10 \text{ pF}$ . Tensiunile de alimentare sunt de  $\pm 5 \text{ V}$  iar  $I_1 = 20 \mu\text{A}$ . Tranzistoarele  $M_1-M_4$  au  $W = 20 \mu\text{m}$ ,  $L = 1 \mu\text{m}$  iar tranzistoarele  $M_5-M_8$   $W = 60 \mu\text{m}$ ,  $L = 1 \mu\text{m}$ . Toate tranzistoarele NMOS au  $W = 100 \mu\text{m}$ ,  $L = 1 \mu\text{m}$  iar celelalte tranzistoare PMOS  $W = 300 \mu\text{m}$ ,  $L = 1 \mu\text{m}$ . De asemenea  $\mu_n C_{ox} = 60 \mu\text{A/V}^2$ ,  $\mu_p C_{ox} = 20 \mu\text{A/V}^2$ ,  $V_{in} = 0,7 \text{ V}$ ,  $V_{ip} = -0,7 \text{ V}$ ,  $\gamma = 0$  și  $\lambda = 0,05 \text{ V}^{-1}$ .
- (a) Să se calculeze câștigul la semnal mic cu bucla deschisă și frecvența la care câștigul este unitar. Să se deducă expresia funcției de transfer  $I_o/V_i$  la semnal mare atât în condițiile în care tranzistoarele  $M_2$ ,  $M_3$ ,  $M_6$  și  $M_7$  sunt în conducție cât și pentru valori mai mari ale tensiunii  $V_i$  când două din ele sunt tăiate. La ce valoare a tensiunii  $V_i$  se produce tranziția?
- (b) Circuitul se conectează într-o bucla de reacție negativă astfel încât să funcționeze ca repetor (ieșirea se leagă la grila tranzistorului  $M_1$ ). Pe grila tranzistorului  $M_4$  se aplică un salt de tensiune de la  $-1,5 \text{ V}$  la  $+1,5 \text{ V}$ . Să se calculeze și să se schițeze formele de undă  $V_o$  corespunzătoare și să se compare toate rezultatele cu acelea obținute prin simulare cu SPICE. Care este valoarea de vârf a curentului livrat capacitorului  $C_L$  în cursul procesului tranzitoriu?
- 9.26 Folosind topologia primară din fig. 8.45 să se proiecteze un amplificator CMOS cu reacție cu următoarele caracteristici:  $R_i = \infty$ ,  $R_o < 30 \Omega$ ,  $A_v = v_o/v_i = 10$  și banda la  $-3 \text{ dB}$ , la semnal mic  $f_{-3\text{dB}} > 2 \text{ MHz}$ . Curentul absorbit de la sursele de alimentare (care sunt de  $+5 \text{ V}$  și  $-5 \text{ V}$ ) trebuie să fie mai mic de  $2 \text{ mA}$  pentru fiecare sursă. Circuitul funcționează cu o rezistență de sarcină  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ , legată între ieșire și masă, și trebuie să aibă o excursie de tensiune la ieșire mai mare de  $\pm 1 \text{ V}$  (înainte de a apare limitările). Se vor utiliza datele de proces din Tabelul 2.1 și  $X_d = 0,5 \mu\text{m}$ ,  $\gamma = 0,5$ . Regiunile de sursă și drenă au o lățime de  $9 \mu\text{m}$ . Calculele manuale se vor verifica prin simulare cu SPICE.

## BIBLIOGRAFIE

1. K. Ogata. *Modern Control Engineering*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1990, Capitolul 5.
2. P.E. Gray și C.L. Searle. *Electronic Principles*, Wiley, New-York, 1969, Capitolul 20.
3. R.D. Thornton ș.a. *Multistage Transistor Circuits*, Wiley, New-York, 1965.
4. J.E. Solomon. "The Monolithic Op Amp: A Tutorial Study", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-9, pp. 314—332, December 1974.
5. T.C. Choi, R. Kaneshiro, R. W. Brodersen, P.R. Gray, M. Willcox și B. Jett. "High-Frequency CMOS Switched-Capacitor Filters for Communications Applications", *Digest of Technical Papers, 1983 International Solid-State Circuits Conference*, New York, February 1983.
6. K. Ogata. Op. cit.
7. P.E. Gray și C.L. Searle. Op. cit. Capitolul 19.

8. W.E. Hearn. "Fast Slewing Monolithic Operational Amplifier", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-6, pp. 20–24, February 1971.
9. P.W. Li, M.J. Chin, P.R. Gray și R. Castello. "A Ratio-Independent Algorithmic Analog-to-Digital Conversion Technique", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-19, pp. 828–836, December 1984.
10. E. Seevinck și R. Wassenaar. "A Versatile CMOS Linear Transconductor/Square-Law Function Circuit", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-22, pp. 366–377, June 1987.

---

## CIRCUITE ANALOGICE NELINIARE

### 10.1 INTRODUCERE

Capitolele 1—9 ale acestei cărți au fost dedicate aproape în totalitate circuitelor analogice a căror funcție fundamentală o constituie amplificarea liniară a semnalelor. Cu toate că unele din circuitele discutate (de exemplu etajele de ieșire în clasă AB) sunt de fapt — din punct de vedere al modului de lucru — neliniare, operațiile efectuate asupra semnalului care trece prin circuitul respectiv sunt bine approximate de relații liniare.

Operațiile neliniare efectuate asupra unor semnale cu variație continuă, analogice, sunt de multe ori necesare în instrumentație, în comunicații și în sistemele de reglare automată. Aceste operații includ redresarea, modularea, demodularea, schimbarea de frecvență, înmulțirea și împărțirea.

În acest capitol se vor analiza tehnicile curent utilizate în circuitele integrate monolitice pentru realizarea acestor operații. La început se va discuta modul de utilizare a diodelor, împreună cu elementele active, pentru a realiza redresarea de precizie. Se va continua cu discutarea modului de utilizare a tranzistorului bipolar pentru realizarea de circuite neliniare și se va analiza celula de multiplicator Gilbert, care constituie blocul de bază al unei mari varietăți de astfel de circuite. Se va considera apoi modul în care acest bloc se utilizează ca multiplicator analogic de semnal mic, ca modulator, ca detector de fază și ca multiplicator de semnal mare în patru cadrane.

După discuția asupra multiplicatorului se va prezenta o tehnică de circuit de foarte mare utilitate pentru demodularea semnalelor MF și MA, care realizează în același timp și filtrarea de tip trece bandă. Acest circuit, bucla cu faza calată — care va fi denumit în continuare PLL, de la inițialele cuvintelor englezești *phase locked loop* — este în particular foarte potrivit pentru realizarea sub formă de circuit integrat monolitic. După ce se explorează conceptele de bază se analizează funcționarea PLL în condițiile în care bucla funcționează în banda de urmărire. Se consideră apoi procesul tranzitoriu de captură (de prindere) și se analizează un circuit PLL real, monolitic.

În final se discută câteva metode de realizare a unor funcții de transfer neliniare arbitrare.

## 10.2 REDRESAREA DE PRECIZIE

Redresarea este probabil una din operațiile neliniare de bază care se efectuează asupra unor semnale variabile în timp. Un redresor monoalternanță ideal este un circuit care permite trecerea curentului sau tensiunii de semnal de o singură polaritate; trecerea celeilalte polarități este blocată. Caracteristica de transfer a unui redresor monoalternanță ideal este prezentată în fig. 10.1 unde se indică și caracteristica de transfer a unui alt tip de redresor, redresorul dublă alternanță. Redresoarele întâlnite în practică se pot împărți în două categorii.

Cele din prima categorie se numesc redresoare de putere și sunt utilizate pentru conversia energiei de curent alternativ în energie de curent continuu. În aceste redresoare se folosesc aproape întotdeauna diode din siliciu.

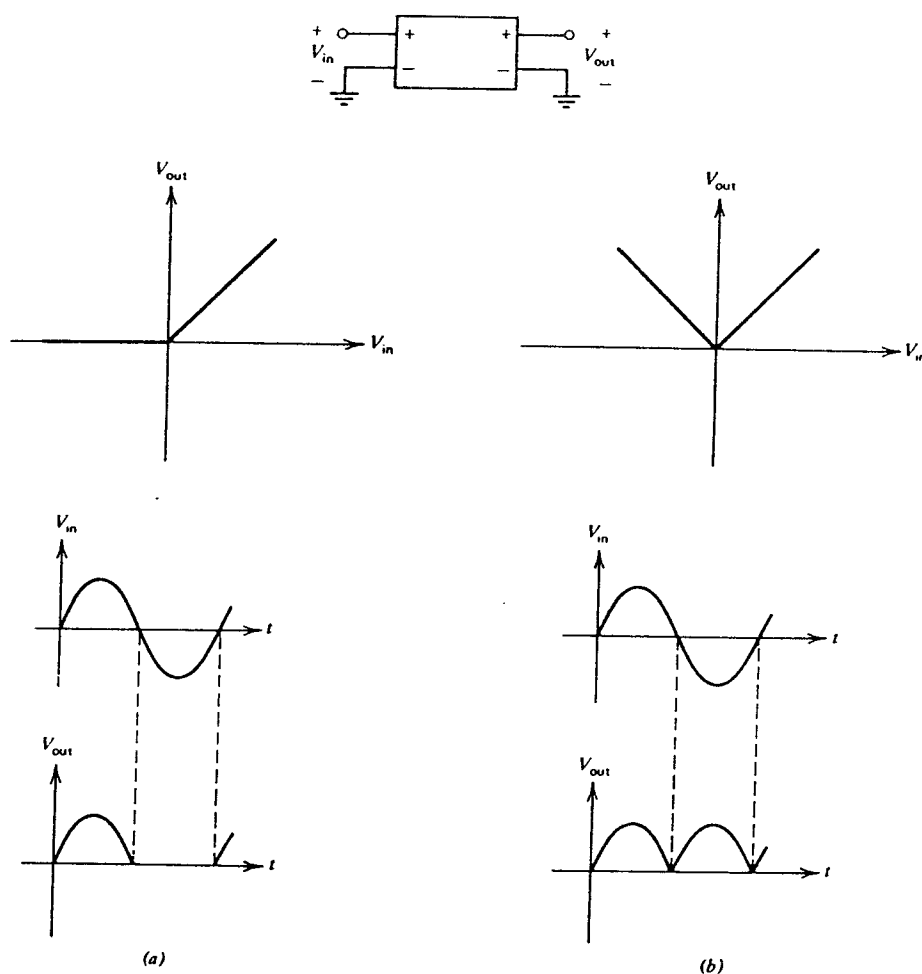


Fig. 10.1 Caracteristica de transfer a unui redresor și răspunsul la o formă de undă sinusoidală aplicată la intrare. (a) Redresor monoalternanță. (b) Redresor dublă alternanță.

Obiectivele esențiale din punctul de vedere al funcționării sunt date de realizarea unui randament ridicat și a unui cost mic. Noi nu ne vom ocupa în mod explicit de această clasă de redresoare întrucât în majoritatea realizărilor concrete ale acestor circuite de mare putere se folosesc componente discrete.

A doua categorie de redresoare nu are ca obiectiv conversia puterii ci extracția informației conținută într-un semnal oarecare. De exemplu redresoarele dublă alternanță de acest tip se folosesc la determinarea valorii eficace a unui semnal, în unele tipuri de demodulatoare și în sistemele de măsurare și reglare automată care trebuie să sesizeze semnale de ambele polarități. Această clasă de redresoare este denumită *redresoare de precizie*. În subsistemele analogice integrate funcția de redresare de precizie este necesară de multe ori; ca urmare, în continuare se vor discuta circuitele prin care se poate realiza această funcție.

Cea mai simplă formă a unui redresor monoalternanță cu diodă este prezentată în fig. 10.2a. Atunci când tensiunea de la intrare este pozitivă dioda este polarizată invers; semnalul de la ieșire este egal cu cel de la intrare, după cum rezultă de altfel și din circuitul echivalent din fig. 10.2b. Pe măsură ce tensiunea de la intrare devine negativă, tensiunea de la ieșire rămâne egală cu tensiunea de la intrare până în momentul în care dioda începe să conducă. Aceasta se întâmplă pentru o valoare a tensiunii de la intrare de aproximativ  $-0,6$  V. Dacă semnalul de la intrare trece de această valoare dioda limitează tensiunea de la ieșire la  $-0,6$  V, după cum se indică în circuitul echivalent din fig. 10.2c.

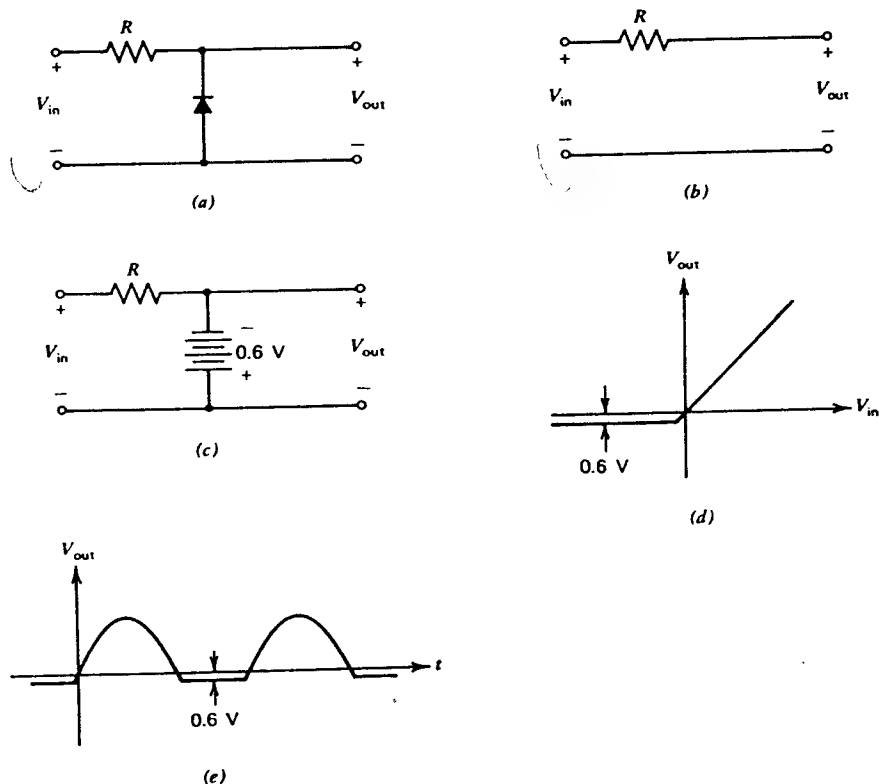


Fig. 10.2 Redresor monoalternanță, simplu, cu diodă. (a) Schema redresorului. (b) Circuitul echivalent pentru  $V_i > -0,6$  V. (c) Circuitul echivalent pentru  $V_i < -0,6$  V. (d) Caracteristica de transfer de curent continuu. (e) Răspunsul la un semnal de intrare sinusoidal.

Caracteristica netă de transfer în curent continuu care se obține este prezentată în fig. 10.2d. Dacă la intrare se aplică o sinusoidă, la ieșire se obține o semialternanță, care este de fapt versiunea redresată a intrării (vezi fig. 10.2e).

Un dezavantaj major al acestui redresor este dat de faptul că redresarea nu este precisă; căderea de tensiune la bornele diodei face ca circuitul să permită trecerea semnalului atunci când are o valoare cuprinsă între zero și  $-0,6$  V. Dacă, de exemplu, amplitudinea semnalului ar fi de numai 2 sau 3 V, forma de undă de la ieșire nu ar mai fi o replică precisă a versiunii ideal redresate a formei de undă de la intrare din fig. 10.1. În multe aplicații legate de prelucrarea semnalelor această eroare este prea mare pentru a putea fi acceptată.

Funcționarea redresorului se poate îmbunătăți mult prin adăugarea de elemente active. Fie schema de redresor din fig. 10.3. Dioda s-a înlocuit cu un subcircuit format dintr-o diodă și un amplificator operațional având un câștig  $a$ . Să discutăm mai întâi caracteristica I-V a combinației diodă-amplificator operațional. Dacă presupunem că amplificatorul operațional este ideal, atunci curentul absorbit în intrările sale este nul și tot curentul ( $I$ ) trece prin diodă și prin ieșirea amplificatorului operațional. Căderea directă de tensiune la bornele diodei este egală cu diferența dintre tensiunea de intrare în amplificatorul operațional,  $V_i$ , și tensiunea sa de la ieșire,  $V_o$ ; ca urmare curentul,  $I$ , prin diodă va fi dat de

$$I = -I_s \left[ \exp \left( \frac{V_o - V_i}{V_T} \right) - 1 \right]. \quad (10.1)$$

Amplificatorul operațional are un câștig  $a$ , deci

$$V_o = -a V_i. \quad (10.2)$$

De observat că tensiunea de la ieșirea circuitului  $V_{out}$  nu este dată de tensiunea de la ieșirea amplificatorului operațional  $V_o$  ci de tensiunea de la *intrarea* sa. Ieșirea amplificatorului operațional servește numai pentru comanda diodei. Pentru cazul în care dioda este polarizată direct, tensiunea  $V_i$  se determină din (10.1) și (10.2):

$$V_i = -\frac{V_T}{a+1} \ln \left[ \frac{-I}{I_s} + 1 \right] = V_{out}. \quad (10.3)$$

Se observă reducerea cu un factor  $(a+1)$  a valorii căderii de tensiune directă, față de cazul în care se folosea numai dioda. Deoarece cu un amplificator operațional se poate obține ușor un câștig în tensiune de ordinul miilor rezultă că pentru acest circuit factorul care va determina căderea de tensiune directă va fi dat de fapt de tensiunea de ofset a amplificatorului operațional.

Pentru valori pozitive ale tensiunii de la intrare amplificatorul operațional determină o polarizare inversă a diodei; comportarea circuitului nu mai poate fi descrisă de (10.3). Dioda fiind blocată, în dispozitivul compus nu poate *intra* decât curentul invers al diodei. Deci, atunci când tensiunea de la intrare,  $V_{in}$ , devine pozitivă, prin rezistență nu trece curent și tensiunea de la intrarea amplificatorului operațional,  $V_i$ , devine egală cu  $V_{in}$ . Ca urmare tensiunea de la ieșirea amplificatorului operațional variază spre minus până când etajul de ieșire se saturează. Deci, pentru tensiuni de intrare pozitive, tensiunea de la intrare  $V_{in}$  se aplică direct pe intrările amplificatorului operațional, iar amplificatorul se saturează. Caracteristica de transfer de curent continuu a redresorului din fig. 10.3a este indicată în fig. 10.3b. De observat că această caracteristică este foarte apropiată de aceea a unui redresor ideal.

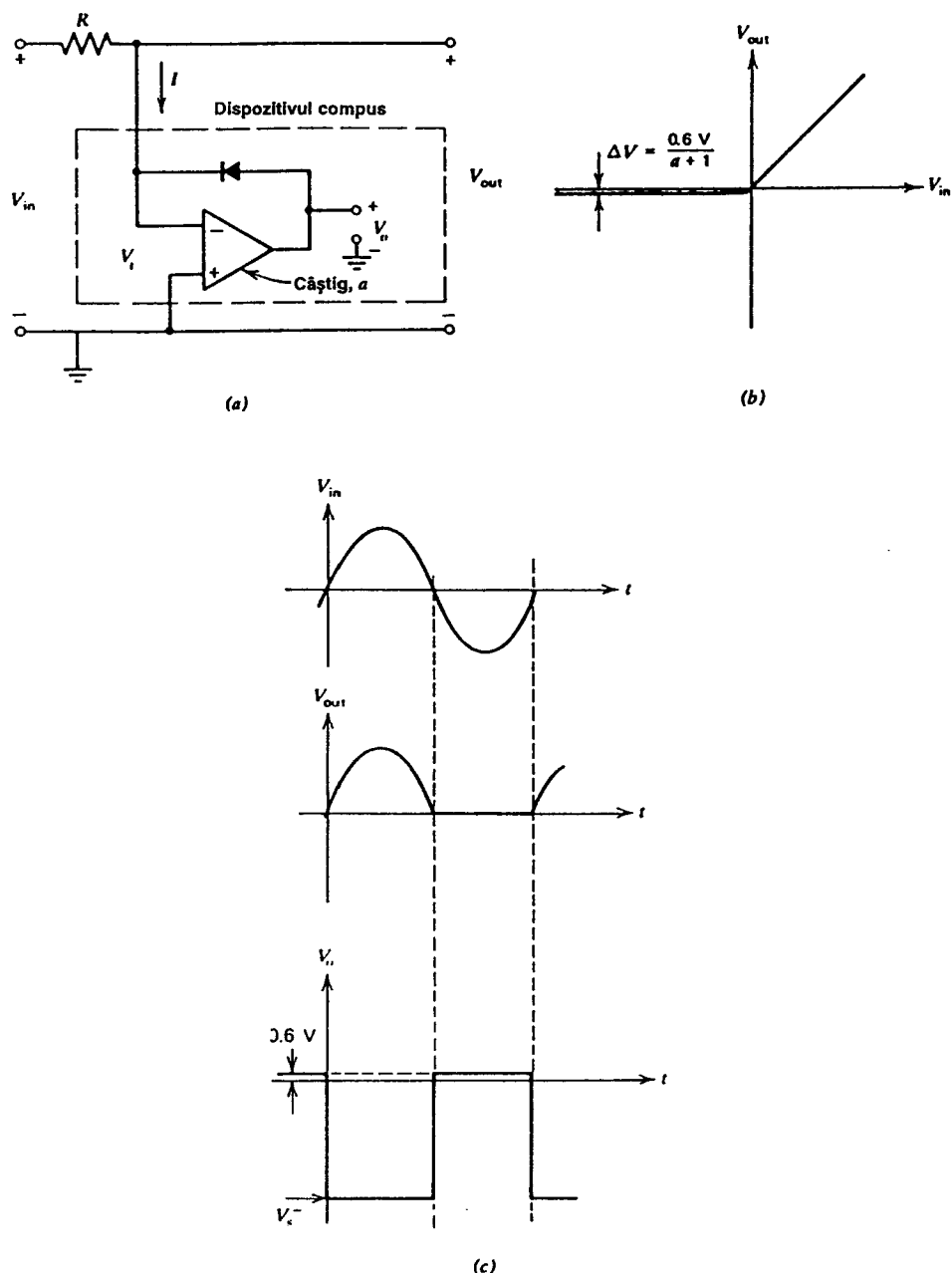
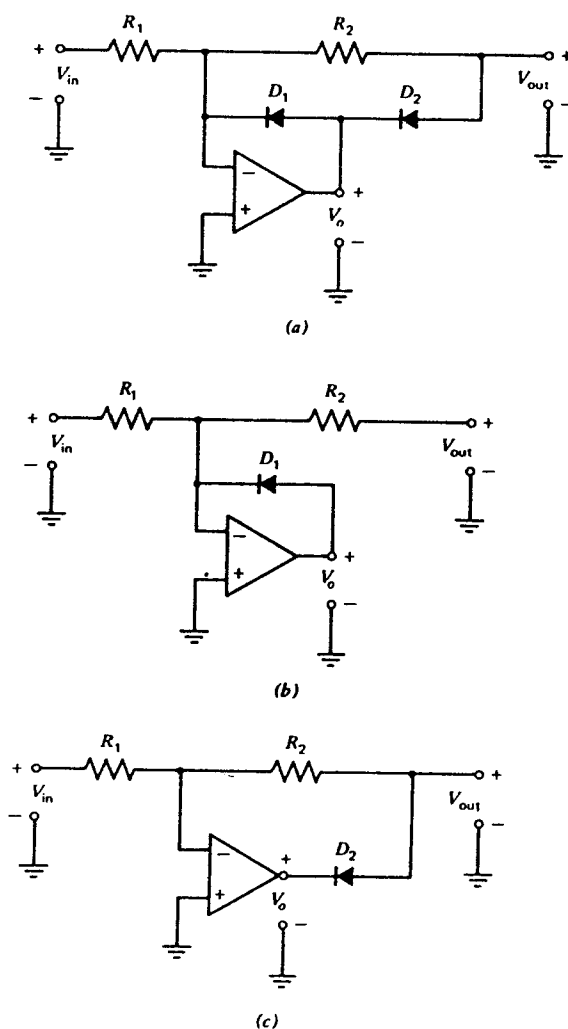


Fig. 10.3 Redresor de precizie, monoalternanță, cu componente active. (a) Schema redresorului. (b) Caracteristica de transfer de curent continuu. Valoarea tensiunii de la ieșire pentru  $V_{in} < 0$  este de ordinul  $\mu V$ , dacă amplificatorul operațional are o tensiune de offset nulă. (c) Formele de undă la intrare și ieșire pentru un redresor monoalternanță de precizie.  $V_o$  este tensiunea de la ieșirea amplificatorului operațional. Pentru valori pozitive ale tensiunii de intrare,  $V_o$  ia valoarea  $V_s^-$  determinată de saturația etajului de ieșire al amplificatorului operațional.

**Redresor de precizie monoalternanță îmbunătățit.** Analiza funcționării redresorului de precizie din fig. 10.3a a arătat că în cazul tensiunilor de intrare pozitive, ieșirea amplificatorului operațional se saturează la o valoare negativă,  $V_s^-$ . Ca urmare, atunci când tensiunea de intrare trece prin zero, spre valori negative, tensiunea de la ieșirea amplificatorului trebuie să se modifice instantaneu de la  $V_s^-$  la  $+0,6$  V; evident că acest lucru nu va fi posibil, din cauza limitării date de viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire a amplificatoarelor operaționale. Rezultă că pe măsură ce frecvența sinusoidei de la intrare va fi mai mare, forma de undă la ieșire va fi tot mai depărtată de forma de undă care s-ar obține printr-o redresare precisă a formei de undă de la intrare. În fig. 10.4 se prezintă schema unui circuit care atenuează mult acest aspect nefavorabil al funcționării redresorului de precizie.



**Fig. 10.4** Redresor de precizie îmbunătățit. (a) Schema. (b) Circuitul echivalent pentru  $V_{in} < 0$ . (c) Circuitul echivalent pentru  $V_{in} > 0$ .



Circuitul este asemănător cu cel din fig. 10.3; există în plus doar o diodă și un rezistor.

Pentru valori negative ale tensiunii de intrare circuitul din fig. 10.4 funcționează exact la fel ca cel din fig. 10.3. Circuitul echivalent pentru cazul tensiunilor negative de intrare este prezentat în fig. 10.4b. Dioda  $D_1$  este polarizată direct, iar amplificatorul operațional se află în regiunea activă. Potențialul intrării inversoare a amplificatorului operațional este fixat la masă datorită reacției care are loc prin dioda  $D_1$ ; deoarece prin rezistorul  $R_2$  nu trece curent și tensiunea de la ieșire este nulă. Pentru valori pozitive ale tensiunii de la intrare tensiunea de la ieșirea amplificatorului operațional  $V_o$  evoluează spre valori negative. Dioda  $D_1$  se polarizează invers, iar dioda  $D_2$  direct. Circuitul echivalent pentru cazul tensiunilor pozitive la intrare este prezentat în fig. 10.4c. Se observă că schema se reduce la un amplificator inversor care are în serie cu ieșirea amplificatorului operațional o diodă polarizată direct. Deoarece câștigul amplificatorului operațional este mare această diodă nu are nici un efect asupra comportării schemei, atât timp cât este polarizată direct. Circuitul va funcționa ca un amplificator inversor, a cărui tensiune de ieșire este:

$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_{in}. \quad (10.4)$$

După cum rezultă din fig. 10.5 la trecerea prin zero a semnalului de la intrare, de la valori pozitive spre valori negative, variația tensiunii de la ieșirea amplificatorului operațional va fi de aproximativ numai două căderi de tensiune directă de diodă. Acest circuit reprezintă numai un exemplu din marea varietate de redresoare cu componente active, unele din ele fiind capabile de o funcționare și mai rapidă.<sup>1</sup>

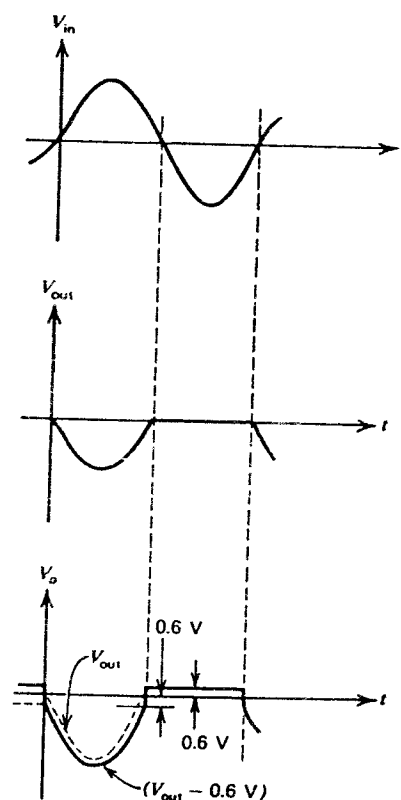


Fig. 10.5 Formele de undă pentru redresorul de precizie îmbunătățit în cazul unui semnal de intrare sinusoidal.

### 10.3 MULTIPLICATOARE ANALOGICE REALIZATE CU TRANZISTOARE BIPOLARE

În prelucrarea semnalelor analogice este necesar de multe ori un circuit care acceptă ca intrări două semnale analogice și produce un semnal la ieșire proporțional cu produsul lor. Un astfel de circuit este denumit *multiplicator analogic*.

În secțiunile care urmează se vor examina câteva multiplicatoare analogice a căror funcționare se bazează pe caracteristica exponențială a tranzistoarelor bipolare.

### 10.3.1 Perechea cu cuplaj în emitoare ca multiplicator simplu

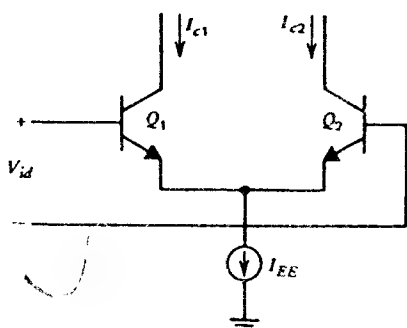


Fig. 10.6 Perechea cu cuplaj în emitoare.

În *Capitolul 3* s-a arătat că pentru perechea cu cuplaj în emitoare, din fig. 10.6, curenții de ieșire sunt legați de tensiunea de intrare diferențială prin relațiile

$$I_{c1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left[-\frac{V_{id}}{V_T}\right]}, \quad (10.5)$$

$$I_{c2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left[\frac{V_{id}}{V_T}\right]} \quad (10.6)$$

deduse în condițiile neglijării curenților de bază. Relațiile 10.5 și 10.6 se pot combina pentru a se obține expresia *diferenței* între cei doi curenți de ieșire:

$$\Delta I_c = I_{c1} - I_{c2} = I_{EE} \tanh\left[\frac{V_{id}}{2V_T}\right]. \quad (10.7)$$

Reprezentarea grafică a expresiei 10.7 este dată în fig. 10.7; această relație arată că perechea cu cuplaj în emitoare se poate utiliza ca un multiplicator primitiv. Să presupunem, mai întâi, că tensiunea de intrare diferențială este mult mai mică decât  $V_T$ , deci

$$\tanh\frac{V_{id}}{2V_T} \approx \frac{V_{id}}{2V_T}, \quad V_{id} \ll 2V_T. \quad (10.8)$$

Ținând cont de (10.8) expresia 10.7 devine

$$\Delta I_c = I_{EE} \left[ \frac{V_{id}}{2V_T} \right]. \quad (10.9)$$

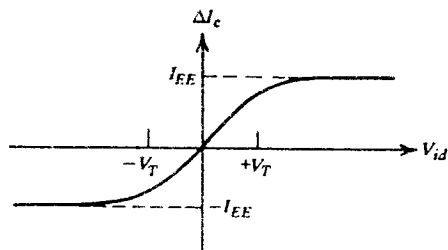


Fig. 10.7 Caracteristica de transfer curenți continuu a perechii cu cuplaj în emitoare

Curentul  $I_{EE}$  este de fapt curentul de polarizare al perechii cu cuplaj în emitoare. Prin adăugarea unor circuite suplimentare (vezi fig. 10.8) curentul  $I_{EE}$  poate fi făcut să depindă liniar de un al doilea semnal de intrare  $V_{i2}$ :

$$I_{EE} \approx K_o (V_{i2} - V_{BE(on)}). \quad (10.10)$$

Curentul diferențial la ieșire al perechii cu cuplaj în emitoare se obține prin înlocuirea expresiei 10.10 în (10.9):

$$\Delta I_c = \frac{K_o V_{id} (V_{i2} - V_{BE(on)})}{2V_T}. \quad (10.11)$$

În concluzie rezultă că acest circuit funcționează ca multiplicator numai în condițiile în care  $V_{id}$  este mic iar  $V_{i2}$  este mai mare ca  $V_{id(lop)}$ . Ultima restricție semnifică faptul că multiplicatorul funcționează numai în două cadrane ale planului  $V_{id}$ - $V_{i2}$ ; acest tip de circuit este denumit multiplicator în două cadrane. Restricția de a funcționa numai în două cadrane este severă pentru multe aplicații din comunicații; majoritatea multiplicatoarelor existente în prezent permit însă funcționarea în patru cadrane.

Celula de multiplicare Gilbert<sup>2</sup>, prezentată în fig. 10.9, este de fapt o modificare a celulei cu cuplaj în emitoare care permite să se obțină o funcționare în patru cadrane. Această celulă constituie elementul de bază pentru majoritatea sistemelor integrate care realizează o multiplicare echilibrată. Conectarea în serie a unei perechi cu cuplaj în emitoare cu alte perechi cu cuplaj în emitoare conectate în cruce, produce o caracteristică de transfer extrem de utilă, care va fi analizată în secțiunea care urmează.

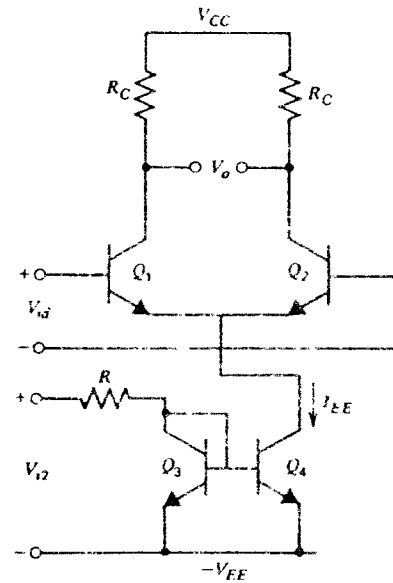


Fig. 10.8 Multiplicator analogic în două cadrane.

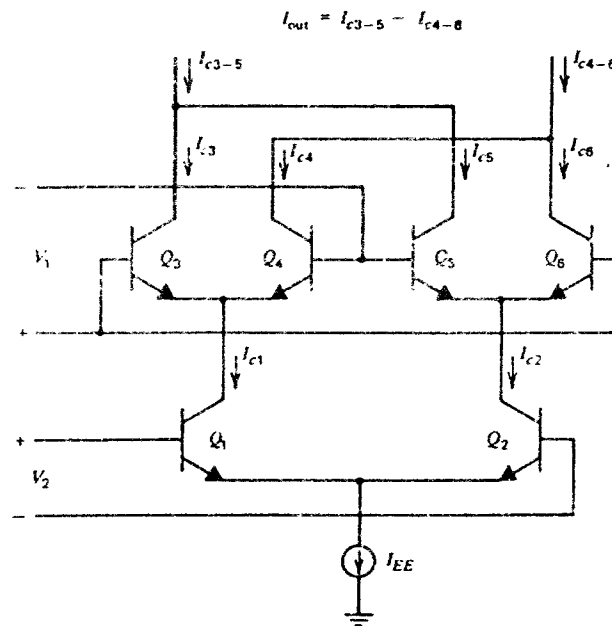


Fig. 10.9 Schema multiplicatorului Gilbert.

### 10.3.2 Analiza de curent continuu a celulei de multiplicator Gilbert

În analiza care urmează vom presupune că tranzistoarele sunt identice, că rezistențele de ieșire ale tranzistoarelor și ale sursei de curent de polarizare se pot neglija, la fel ca și curenții de bază. Pentru celula Gilbert din fig. 10.9, în conformitate cu (10.5) și (10.6), curenții de colector ai tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$  sunt dați de:

$$I_{c3} = \frac{I_{c1}}{1 + \exp \left[ -\frac{V_1}{V_T} \right]}, \quad (10.12)$$

$$I_{c4} = \frac{I_{c1}}{1 + \exp \left[ \frac{V_1}{V_T} \right]}. \quad (10.13)$$

La fel, curenții de colector ai tranzistoarelor  $Q_5$  și  $Q_6$  sunt dați de:

$$I_{c5} = \frac{I_{c2}}{1 + \exp \left[ \frac{V_1}{V_T} \right]}, \quad (10.14)$$

$$I_{c6} = \frac{I_{c2}}{1 + \exp \left[ -\frac{V_1}{V_T} \right]}. \quad (10.15)$$

Curenții  $I_{c1}$  și  $I_{c2}$  se pot exprima în funcție de tensiunea  $V_2$  făcând apel la (10.5) și (10.6):

$$I_{c1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp \left[ -\frac{V_2}{V_T} \right]}, \quad (10.16)$$

$$I_{c2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp \left[ \frac{V_2}{V_T} \right]}. \quad (10.17)$$

Din relațiile 10.12—10.17 rezultă expresiile curenților  $I_{c3}$ ,  $I_{c4}$ ,  $I_{c5}$  și  $I_{c6}$  în funcție de tensiunile de intrare  $V_1$  și  $V_2$ :

$$I_{c3} = \frac{I_{EE}}{\left[ 1 + \exp \left[ -\frac{V_1}{V_T} \right] \right] \left[ 1 + \exp \left[ -\frac{V_2}{V_T} \right] \right]}, \quad (10.18)$$

$$I_{c4} = \frac{I_{EE}}{\left[ 1 + \exp \left( -\frac{V_2}{V_T} \right) \right] \left[ 1 + \exp \left( \frac{V_1}{V_T} \right) \right]}, \quad (10.19)$$

$$I_{c5} = \frac{I_{EE}}{\left[ 1 + \exp \left( \frac{V_1}{V_T} \right) \right] \left[ 1 + \exp \left( \frac{V_2}{V_T} \right) \right]}, \quad (10.20)$$

$$I_{c6} = \frac{I_{EE}}{\left[ 1 + \exp \left( \frac{V_2}{V_T} \right) \right] \left[ 1 + \exp \left( -\frac{V_1}{V_T} \right) \right]}. \quad (10.21)$$

Curentul de ieșire diferențial se obține imediat:

$$\begin{aligned} \Delta I &= I_{c3-5} - I_{c4-6} = I_{c3} + I_{c5} - (I_{c6} + I_{c4}) = \\ &= (I_{c3} - I_{c6}) - (I_{c4} - I_{c5}) = \end{aligned} \quad (10.22)$$

$$= I_{EE} \tanh \left( \frac{V_1}{2V_T} \right) \tanh \left( \frac{V_2}{2V_T} \right). \quad (10.23)$$

Caracteristica de transfer de curent continuu este dată deci de produsul tangentelor hiperbolice ale celor două tensiuni de la intrare.

Aplicațiile concrete ale celulei de multiplicare se pot împărți în trei categorii în funcție de mărimea relativă a semnalelor  $V_1$  și  $V_2$  față de  $V_T$ .

Dacă mărimea semnalelor  $V_1$  și  $V_2$  este mică în comparație cu  $V_T$ , atunci tangenta hiperbolică se poate aproxima printr-o dependență liniară, iar circuitul se comportă ca un multiplicator care dă produsul  $V_1 V_2$ . Prin includerea în serie cu fiecare intrare a unui circuit neliniar — pentru a compensa dependența de tip tangentă hiperbolică — gama tensiunilor de intrare pentru care liniaritatea se păstrează se poate extinde foarte mult. Această tehnică este utilizată în așa numitele multiplicatoare analogice în patru cadrane.

A doua clasă de aplicații se caracterizează prin faptul că pe una din intrări se aplică un semnal mare în comparație cu  $V_T$ ; tranzistorul pe care se aplică acest semnal se va comporta în aceste condiții ca un comutator și nu ca un dispozitiv neliniar. În acest mod de lucru semnalul mic este înlocuit de intrare cu cel al unui multiplicator al cărui semnal dreptunghiular reprezintă funcția care este modulată.

În cele din urmă, dacă ambele semnale aplicate la cele două intrări sunt mari în comparație cu  $V_T$ , circuitul funcționează ca un înlocuitor al unui înlocuitor de comutatoare nesturate. Acest mod de funcționare este utilizat de obicei pentru a realiza o buclă între două semnale care este utilizată în aplicații de sincronizare și de urmărire a fazelor. Într-o buclă cu o fază de fază (PLL), acest mod de funcționare este cel mai frecvent funcționare de detector sensibil la fază.

Vom considera mai întâi funcționarea celulei Gilbert ca multiplicator analogic a două semnale continue.

### 10.3.3 Celula Gilbert ca multiplicator analogic

Funcția tangentei hiperbolice admite următoarea dezvoltare în serie

$$\tanh x = x - \frac{x^3}{3} \dots \quad (10.24)$$

Dacă se presupune  $x$  mult mai mic ca unitatea, tangenta hiperbolică se poate aproxima astfel:

$$\tanh x \approx x. \quad (10.25)$$

Aplicând această aproximare în (10.23) se obține

$$\Delta I \approx I_{EE} \left[ \frac{V_1}{2V_T} \right] \left[ \frac{V_2}{2V_T} \right] \quad V_1, V_2 \ll V_T. \quad (10.26)$$

Deci pentru semnale de amplitudine mică, circuitul realizează funcția de multiplicare analogică. Din păcate de cele mai multe ori amplitudinea semnalelor de intrare este mult mai mare decât  $V_T$ . Posibilitatea ca circuitul să accepte la intrare și semnale mai mari, funcționând în continuare ca multiplicator analogic, se poate realiza în mai multe moduri. În cazul în care numai unul din semnalele de la intrare este mare în comparație cu  $V_T$ , se poate folosi pentru

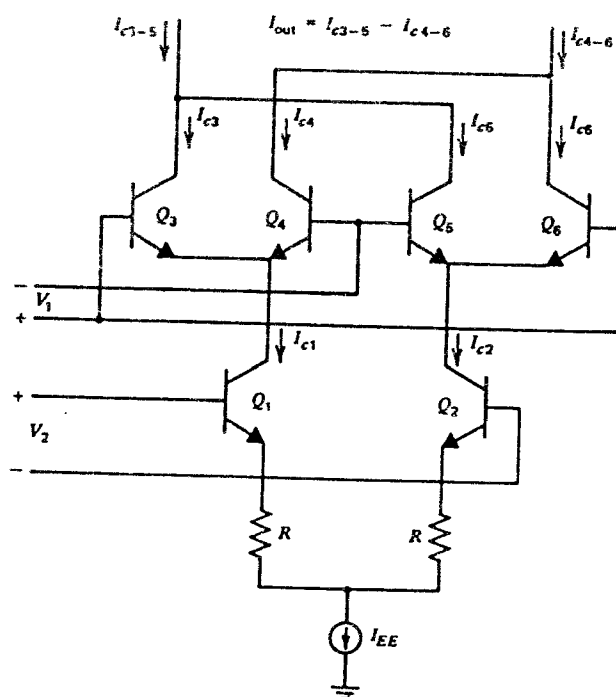


Fig. 10.10 Multiplicatorul Gilbert, cu degenerare în emitor, pentru a îmbunătăți gama de valori a tensiunii de la intrarea  $V_2$ .

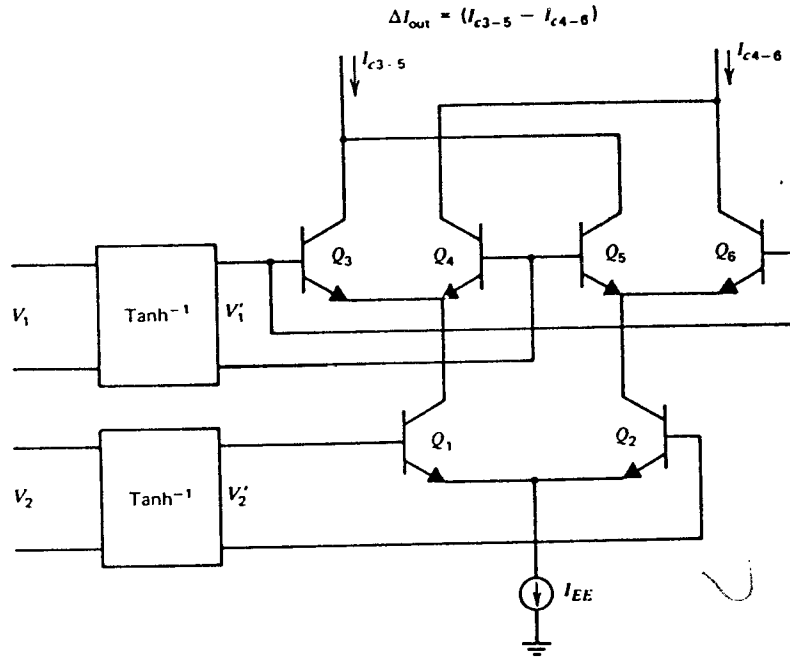


Fig. 10.11 Multiplicatorul Gilbert cu circuite de predistorsionare.

perechea cu cuplaj în emitoare de jos degenerarea în emitor — ca în fig. 10.10; în acest fel se mărește gama de valori a amplitudinii semnalului  $V_2$ , care mai permite o funcționare liniară. Din păcate această tehnică nu se poate aplica și perechilor conectate în cruce  $Q_3-Q_6$  deoarece prezența rezistoarelor de degenerare face ca să nu mai fie realizată relația neliniară necesară dintre  $I_c$  și  $V_{be}$ .

O altă cale de obținere a unei game mai mari de variație a tensiunilor de intrare, constă în introducerea unei neliniarități care predistorsionează semnalele de intrare, compensându-se astfel caracteristica de transfer de tip tangentă hiperbolică a celulei de bază. Neliniaritatea care trebuie introdusă este deci de forma  $\operatorname{arctanh}(\tanh^{-1})$ . Un exemplu ipotetic pentru un astfel de sistem de compensare este indicat în fig. 10.11. Din fericire această dependență neliniară particulară se poate genera simplu, fără dificultăți. Referindu-ne la fig. 10.12 vom presupune, pentru momentul de față, că circuitul din chenar oferă la ieșire un curent diferențial care este liniar dependent de tensiunea  $V_1$ . Deci

$$I_1 = I_{o1} + K_1 V_1, \quad (10.27)$$

$$I_2 = I_{o1} - K_1 V_1. \quad (10.28)$$

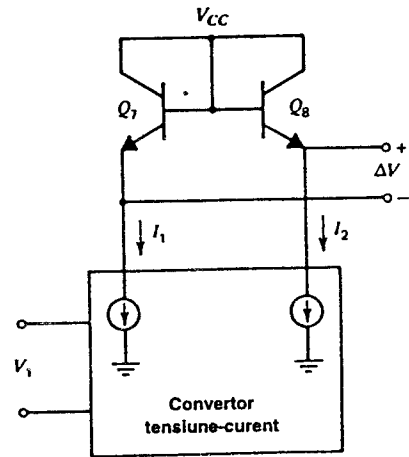


Fig. 10.12 Circuitul care realizează funcția inversă tangentei hiperbolice.

În aceste relații  $I_{o1}$  este curentul din punctul static de funcționare care trece prin fiecare terminal de ieșire dacă  $V_1$  este egal cu zero;  $K_1$  este transconductanța convertorului tensiune-curent. Tensiunea diferențială care apare pe cele două tranzistoare conectate ca diodă este

$$\Delta V = V_T \ln \frac{I_{o1} + K_1 V_1}{I_s} - V_T \ln \frac{I_{o1} - K_1 V_1}{I_s} = V_T \ln \frac{I_{o1} + K_1 V_1}{I_{o1} - K_1 V_1} \quad (10.29)$$

Această funcție se poate transforma, utilizând identitatea

$$\tanh^{-1} x = \frac{1}{2} \ln \frac{1+x}{1-x} \quad (10.30)$$

în relația dorită:

$$\Delta V = 2 V_T \tanh^{-1} \left[ \frac{K_1 V_1}{I_{o1}} \right] \quad (10.31)$$

Rezultă că în cazul în care compensarea neliniarității se realizează prin plasarea acestui bloc funcțional în serie cu fiecare intrare (vezi fig. 10.11) caracteristica de transfer globală devine

$$\Delta I = I_{EE} \left[ \frac{K_1 V_1}{I_{o1}} \right] \left[ \frac{K_2 V_2}{I_{o2}} \right] \quad (10.32)$$

relație în care s-a ținut cont de (10.23);  $I_{o2}$  și  $K_2$  sunt parametrii blocului funcțional utilizat pentru intrarea  $V_2$ . Expresia 10.32 arată că valoarea curentului diferențial de ieșire este direct proporțională cu produsul  $V_1 V_2$ , dependență care se menține în principiu pentru toate valorile  $V_1$  și  $V_2$  pentru care cei doi curenți de ieșire din convertorul tensiune-curent sunt pozitivi. Din (10.27) și (10.28) impunând condiția ca  $I_1$ ,  $I_2$  să fie întotdeauna pozitivi se găsește că:

$$-\frac{I_{o1}}{K_1} < V_1 < \frac{I_{o1}}{K_1}, \quad (10.33)$$

$$-\frac{I_{o2}}{K_2} < V_2 < \frac{I_{o2}}{K_2}, \quad (10.34)$$

De observat că includerea neliniarității compensatoare pentru intrarea  $V_2$  face ca dependența curenților de colector ai tranzistoarelor  $Q_1$ ,  $Q_2$  să fie direct proporțională și nu de tip tangentă hiperbolică, cu tensiunea de intrare  $V_2$ . Rezultă că în cazul intrării  $V_2$  perechea  $Q_1, Q_2$  și circuitul de compensare a neliniarității sunt redundante; ca urmare pentru intrarea  $V_2$  curenții de ieșire ai convertorului tensiune-curent se pot conecta direct la emitoarele perechilor  $Q_3, Q_4$  și  $Q_5, Q_6$  obținându-se exact același rezultat; multiplicatorul capătă forma din fig. 10.13.

### 10.3.4 Un multiplicator analogic complet<sup>3</sup>

Pentru un mare număr de diverse aplicații utilizarea unui multiplicator analogic impune condiția ca tensiunea de la ieșire să fie referită față de masă și să accepte atât valori pozitive cât și negative. Tranzistoarele  $Q_3, Q_4, Q_5, Q_6, Q_7$  și  $Q_8$  (vezi fig. 10.13) denumite „miezul” multiplicatorului, produc un curent de ieșire diferențial care trebuie apoi amplificat, convertit la un semnal nesimetric și referit la masă.



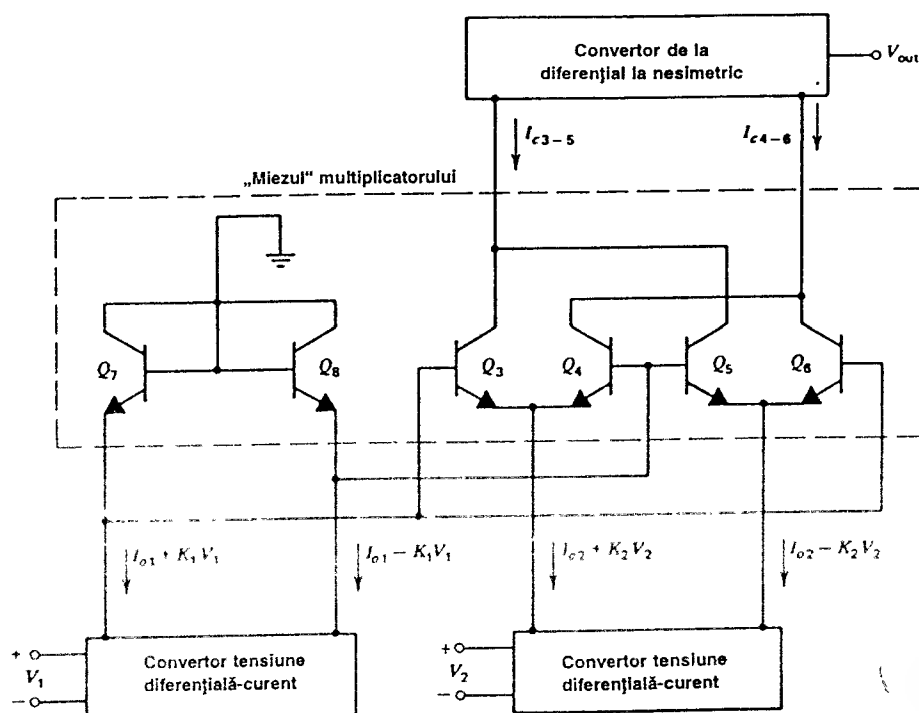


Fig. 10.13 Multiplicatorul complet, în patru cadrane.

Este deci necesar un amplificator de ieșire, multiplicatorul complet fiind format din două convertoare tensiune-curent, tranzistoarele „miez” și un amplificator de ieșire curent-tensiune. Configurația miezului din fig. 10.13 este comună pentru majoritatea multiplicatoarelor cu transconductanță în patru cadrane: restul circuitului se poate realiza într-o mare varietate de moduri.

Configurația cea mai utilizată pentru convertorul tensiune-curent o constituie perechea cu cuplaj în emitoare cu degenerare în emitoare, ca aceea dată în fig. 10.10. De multe ori convertorul de la modul diferențial la nesimetric din fig. 10.13 se realizează cu un amplificator operațional conectat într-un circuit de forma aceluia din fig. 6.4. Dacă acest circuit are o transrezistență

$$\frac{V_{out}}{\Delta I} = K_3 \quad (10.35)$$

înlocuind în (10.32) se obține caracteristica globală a multiplicatorului:

$$V_{out} = I_{EE} K_3 \frac{K_1}{I_{c1}} \frac{K_2}{I_{c2}} V_1 V_2. \quad (10.36)$$

Tensiunea de la ieșire este deci proporțională cu produsul  $V_1 V_2$  pe o gamă largă de variație a mărimii tensiunilor. Constantele din (10.36) se aleg în mod obișnuit astfel încât

$$V_{out} = 0,1 V_1 V_2 \quad (10.37)$$

toate tensiunile având o gamă de variație de  $\pm 10$  V.

### 10.3.5 Celula de multiplicare Gilbert ca modulator echilibrat și detector de fază

Multiplicatorul în patru cadrane descris mai sus este un exemplu de folosire a celulei de multiplicare, în care toate tranzistoarele rămân în regiunea activă în cursul unei funcționări normale. Folosit în acest mod circuitul este capabil să realizeze înmulțirea precisă a două semnale analogice continuu variabile. În sistemele de comunicații apare frecvent necesitatea

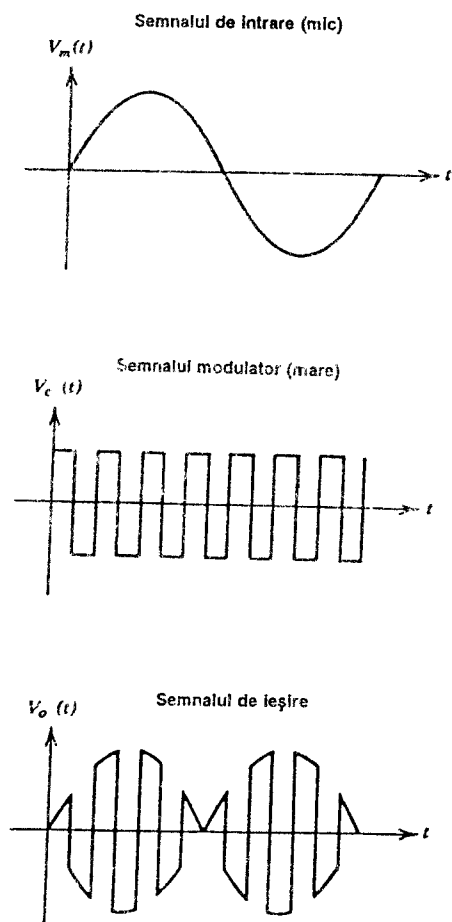


Fig. 10.14 Formele de undă la intrare și la ieșire pentru un detector de fază în cazul semnalelor de intrare mari.

multiplicării unui semnal continuu variabil cu unul dreptunghiular, care se realizează cu ușurință folosind circuitul de multiplicator în care pe perechile cuplate în cruce se aplică un semnal suficient de mare (față de  $2V_T$ ) astfel că, alternativ, din cele patru tranzistoare două sunt complet blocate, iar două conduc tot curentul. Deoarece tranzistoarele din circuit nu intră în saturație acest proces de comutare se poate desfășura cu o viteză mare. În fig. 10.14 se prezintă un set de forme de undă tipice care se obțin atunci când pe intrarea de semnal mic se aplică o sinusoidă iar pe intrarea de semnal mare semnalul dreptunghiular. De observat că unda dreptunghiulară comandă tranzistoarele din multiplicator blocat-deschis; ca urmare amplitudinea formei de undă de la ieșire va fi independentă de amplitudinea unei dreptunghiulare de la intrare atât timp cât ea este suficient de mare pentru a bloca sau deschide complet tranzistoarele multiplicatorului. Rezultă că în acest mod de lucru circuitul nu mai realizează multiplicarea liniară a două forme de undă ci face ca forma de undă de la ieșire să corespundă semnalului mic de la intrare multiplicat, alternativ, cu  $+1$  și  $-1$ . Spectrul semnalului de ieșire se poate găsi direct din dezvoltările în serie Fourier ale celor două semnale de intrare. Pentru semnalul modulator de joasă frecvență de la intrare:

$$V_m(t) = V_m \cos \omega_m t, \quad (10.38)$$

iar pentru unda dreptunghiulară de înaltă frecvență de pe cealaltă intrare, pentru care în conformitate cu observația anterioară presupunem o amplitudine  $\pm 1$ :

$$V_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n \omega_c t, \quad A_n = \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{4}}. \quad (10.39)$$

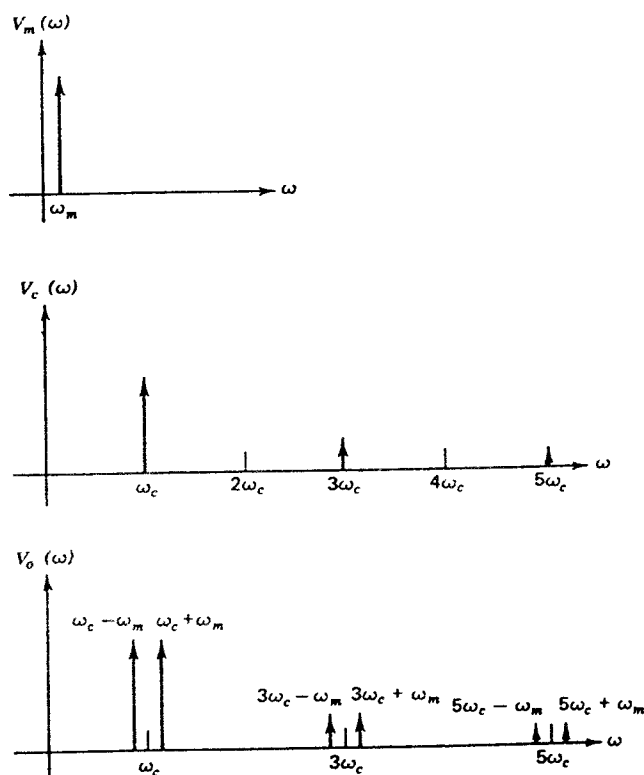


Fig. 10.15 Spectrul semnalelor de la intrare și ieșire pentru un modulator echilibrat.

Semnalul de la ieșire este deci

$$V_o(t) = K[V_c(t)V_m(t)] = K \sum_{n=1}^{\infty} A_n V_m \cos \omega_n t \cos n \omega_c t = \quad (10.40)$$

$$= K \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_n V_m}{2} [\cos(n \omega_c + \omega_m)t + \cos(n \omega_c - \omega_m)t] \quad (10.41)$$

unde  $K$  este valoarea câștigului multiplicatorului, considerat de la intrarea de semnal mic la ieșire.

Componentele spectrului se află la frecvențe plasate cu  $\omega_m/2\pi$  peste și sub fiecare armonică a pulsației  $\omega_c$ ; nu există componente pe frecvența purtătoare  $\omega_c/2\pi$  și pe armonicile ei. În fig. 10.15 se indică spectrul semnalului de la intrare și spectrul semnalului care se obține la ieșire. Absența la ieșire a unei componente pe frecvența purtătoare este o proprietate foarte utilă a modulatorilor echilibrați. Semnalul care se obține după modulare este de obicei filtrat astfel că din întreg spectrul vor fi reținute numai componentele din apropierea pulsației  $\omega_c$ .

Dacă la semnalul modulator de la intrare se adaugă o componentă de curent continuu, în semnalul de ieșire vor apare componente pe frecvența purtătoare și pe armonicile sale.

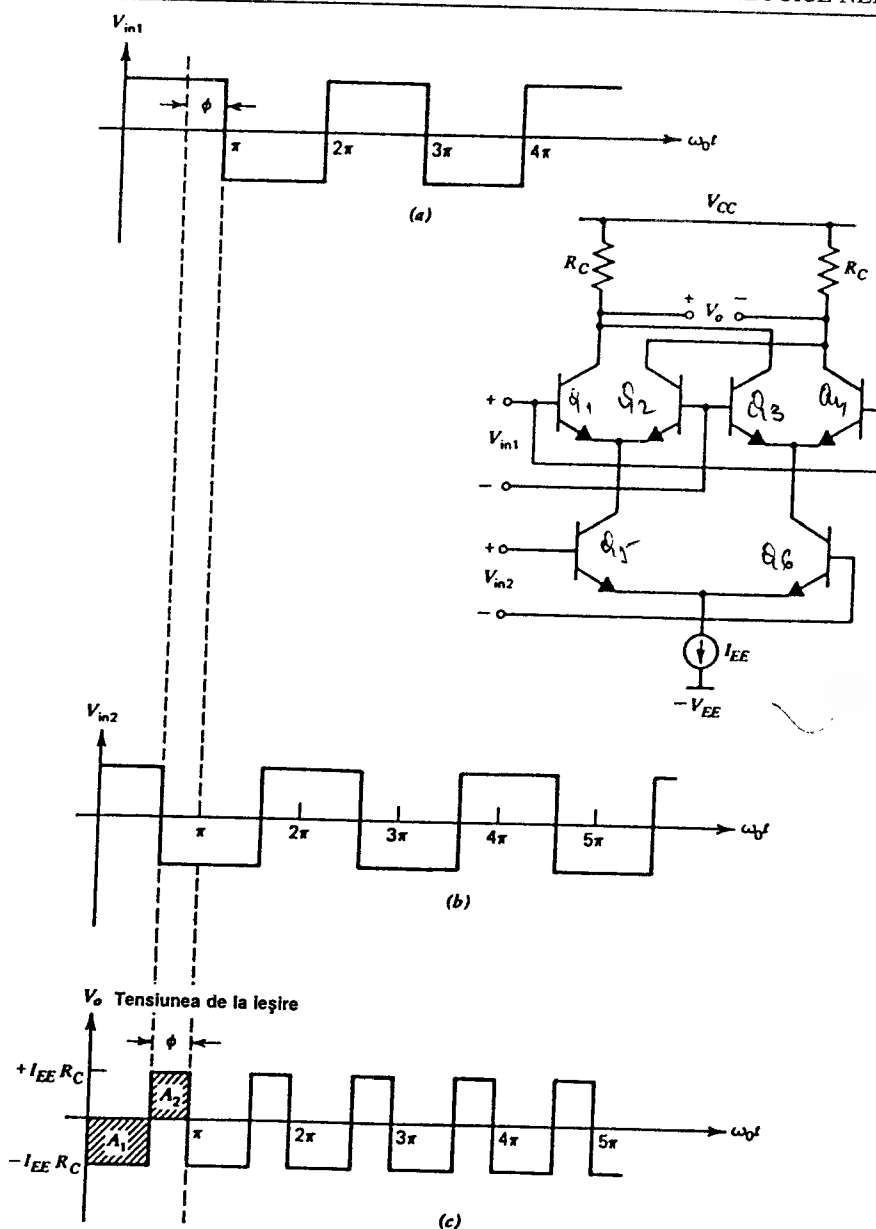


Fig. 10.16 Formele de undă tipice la intrare și ieșire pentru un detector de fază.

Presupunând un semnal modulator de forma

$$V_m(t) = V_m (1 + M \cos \omega_m t) \quad (10.42)$$

în care mărimea  $M$  se numește grad de modulație, expresia semnalului de la ieșire va fi:

$$V_o(t) = K \sum_{n=1}^{\infty} A_n V_m \left[ \cos(n \omega_c t) + \frac{M}{2} \cos(n \omega_c + \omega_m) t + \frac{M}{2} \cos(n \omega_c - \omega_m) t \right] \quad (10.43)$$

Componenta de curent continuu poate fi introdusă intenționat pentru a asigura modulația de amplitudine convențională, sau poate rezulta din tensiunile de ofset ale tranzistoarelor modulatorului ducând la scurgerea nedorită a purtătoarei la ieșirea modulatorului echilibrat (care, ideal, suprimă complet purtătoarea).

Se observă că modulatorul echilibrat realizează de fapt o translație în frecvență a spectrului semnalului modulator. Informația conținută în semnalul modulator  $V_m(t)$  este concentrată inițial pe frecvența modulatorie  $\omega_m/2\pi$ . Modulatorul realizează translația acestei informații; ea va fi acum conținută în componentele spectrale plasate lângă armonicele semnalului de înaltă frecvență  $V_c(t)$ , denumit uzual purtătoare. Modulatorii echilibrați sunt de asemenea utile pentru realizarea demodulării, care constă în extragerea informației din banda de frecvență de lângă purtătoare și retranslarea informației înapoi la frecvență joasă.

Pentru schimbarea de frecvență la cele două intrări se aplică semnale cu frecvențe diferite, iar la ieșire se culege componenta care corespunde sumei sau diferenței frecvențelor de la intrare. Dacă la intrare se aplică semnale nemodulate cu aceeași pulsație  $\omega_0$ , circuitul se comportă ca un *detector de fază* producând la ieșire o componentă de curent continuu care este proporțională cu diferența de fază între semnalele de pe cele două intrări. Să considerăm, de exemplu, că la intrarea multiplicatorului Gilbert se aplică cele două forme de undă din fig. 10.16. La început vom presupune pentru simplitate că ambele semnale de intrare sunt de valori suficient de mari astfel încât toate tranzistoarele din circuit să se comporte ca niște comutatoare. Forma de undă care se obține la ieșire este prezentată în fig. 10.16c și constă dintr-o componentă de curent continuu și o componentă cu frecvența egală cu dublul frecvenței de la intrare. Componenta de curent continuu a acestei forme de undă este dată de

$$V_{\text{mediu}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_o(t) d(\omega_0 t) = \quad (10.44)$$

$$= -\frac{1}{\pi} (A_1 - A_2) \quad (10.45)$$

unde  $A_1$  și  $A_2$  sunt suprafețele indicate în fig. 10.16c. Deci

$$V_{\text{mediu}} = - \left[ I_{EE} R_C \frac{\pi - \phi}{\pi} - I_{EE} R_C \frac{\phi}{\pi} \right] = \quad (10.46)$$

$$= I_{EE} R_C \left[ \frac{2\phi}{\pi} - 1 \right]. \quad (10.47)$$

Relația 10.47 este trasată grafic în fig. 10.17. Această tehnică de demodulare de fază este larg utilizată în circuitele cu calare de fază (PLL).

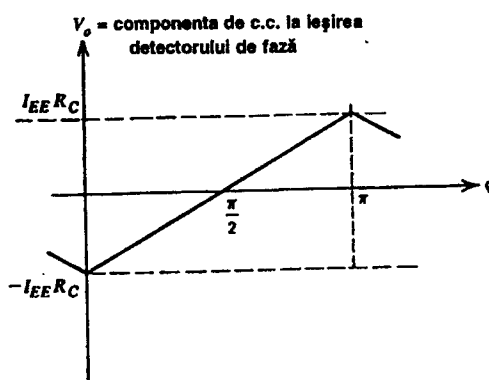


Fig. 10.17 Tensiunea la ieșirea detectorului de fază în funcție de defazaj.

În discuția de mai sus am presupus că formele de undă de la intrare sunt de amplitudine mare și dreptunghiulare. Dacă amplitudinea semnalului de la intrare este mare, forma sa de undă este neimportantă deoarece multiplicatorul comută dintr-o stare în alta la trecerea prin zero. Pentru cazul în care amplitudinea unuia sau a ambelor semnale de la intrare este comparabilă sau mai mică decât  $V_T$  circuitul continuă să funcționeze ca detector de fază. În acest caz însă tensiunea de la ieșire va depinde nu numai de diferența de fază ci și de amplitudinea celor două semnale de la intrare. Acest mod de funcționare al circuitului va fi discutat ulterior în Secțiunea 10.4.3.

## 10.4 CIRCUITE PLL\*

Ideea circuitelor PLL a apărut pentru prima dată în 1930<sup>4</sup>. De atunci circuitele PLL au fost utilizate în sisteme de comunicații de diverse tipuri, în particular în sistemele de comunicații prin satelit. Totuși, până relativ recent, sistemele PLL au fost prea complexe și scumpe pentru a fi utilizate în realizarea unor bunuri de larg consum și a unor sisteme industriale în care performanțele cerute sunt mult mai modeste, deoarece alte abordări au oferit soluții mult mai economice. În particular, circuitele PLL sunt potrivite pentru realizarea monolitică astfel că ele au putut fi fabricate ca circuite integrate la un cost foarte scăzut<sup>5</sup>. În acest fel utilizarea circuitelor PLL a devenit atractivă pentru multe aplicații ca demodulatoare MF, demodulatoare stereo, detectoare de ton, sintetizoare de frecvență și altele. În această secțiune se vor discuta la început chestiunile de bază legate de funcționarea PLL iar apoi se va da o tratare analitică a funcționării buclei în condițiile în care bucla este calată, urmată de prezentarea câteva aplicații și, în final, proiectarea circuitelor PLL monolitice.

### 10.4.1 Concepte de bază relativ la PLL

În fig. 10.18 se prezintă schema bloc a unui sistem cu calare de fază. Elementele care compun sistemul sunt comparatorul de fază, filtrul buclei, amplificatorul și un oscilator controlat în tensiune. Oscilatorul controlat în tensiune sau OCT, este în esență un oscilator a cărui frecvență este proporțională cu o tensiune aplicată din exterior. Atunci când bucla s-a calat pe un semnal periodic care vine la intrare frecvența OCT este egală exact cu frecvența semnalului de la intrare. Detectorul de fază produce la ieșire un semnal de curent continuu, sau de joasă frecvență, proporțional cu diferența de fază între semnalul de la intrare și semnalul de la ieșirea OCT. Semnalul dependent de diferența de fază este trecut prin filtrul buclei și amplificator fiind apoi aplicat la intrarea de control a OCT. Dacă, de exemplu, frecvența semnalului de la intrare se modifică ușor diferența de fază între semnalul de la OCT și semnalul de la intrare va începe să crească în timp. Ca urmare, tensiunea de control a OCT se va modifica în așa fel încât să aducă frecvența OCT înapoi, la o valoare egală cu aceea a semnalului care vine la intrare. Deci bucla poate menține calarea pe frecvența semnalului care vine la intrare, atunci când această frecvență se modifică; tensiunea de la intrarea OCT va fi

\* Denumirea PLL vine de la inițialele cuvintelor din limba engleză *phase-locked loop*. În limba română se utilizează în mod curent denumirile circuit PLL, PLL, buclă cu calare de fază, buclă și uneori (în mod eronat) buclă PLL (n.t.).

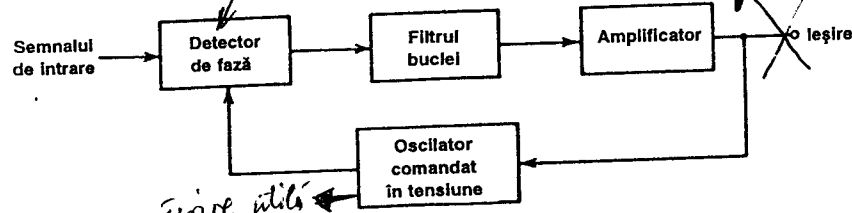


Fig. 10.18 Schema unui circuit cu calare de fază (PLL).

proporțională cu frecvența semnalului care vine la intrare. Această comportare face ca, în particular, circuitele PLL să fie utile pentru demodularea semnalelor MF, pentru care frecvența semnalului variază în timp conținând informația dorită. Gama de valori a frecvenței semnalului de la intrare pentru care bucla se menține calată se numește *bandă de urmărire*.

Un aspect important al funcționării PLL îl constituie procesul de captură prin care bucla trece din starea de oscilație liberă în starea calată pe frecvența semnalului care vine la intrare. În starea necalată, OCT oscilează cu o frecvență care corespunde unei valori nule a tensiunii de curent continuu care se aplică la intrarea sa de control. Această frecvență se numește frecvența de centru sau frecvența de oscilație liberă. Atunci când se aplică un semnal periodic care are o frecvență apropiată de frecvența de oscilație liberă, bucla se poate cala (prinde), sau nu, în funcție de un număr de factori. Procesul de captură este în mod inerent neliniar: ca urmare regimul tranzitoriu va fi descris numai într-o modalitate calitativă.

Să considerăm pentru început că bucla este întreruptă între filtru și intrarea de control a OCT și că la intrarea PLL se aplică un semnal cu o frecvență apropiată, dar nu egală, de frecvența de oscilație liberă. Deși, uzual detectorul de fază este de tipul discutat în secțiunea precedentă, pentru scopul acestei discuții calitative vom presupune că detectorul de fază este chiar un multiplicator analogic care înmulțește între ele cele două sinusoidale. Deci ieșirea multiplicatorului detector de fază va conține componente cu frecvența dată de suma și diferența frecvențelor de la intrare; vom presupune că frecvența componentei dată de suma frecvențelor de la intrare este suficient de mare astfel încât să fie eliminată de filtrul trece jos al buclei. Ieșirea din filtrul trece jos va fi deci o sinusoidă cu o frecvență egală cu diferența dintre frecvența de oscilație liberă a OCT și frecvența semnalului care vine la intrare.

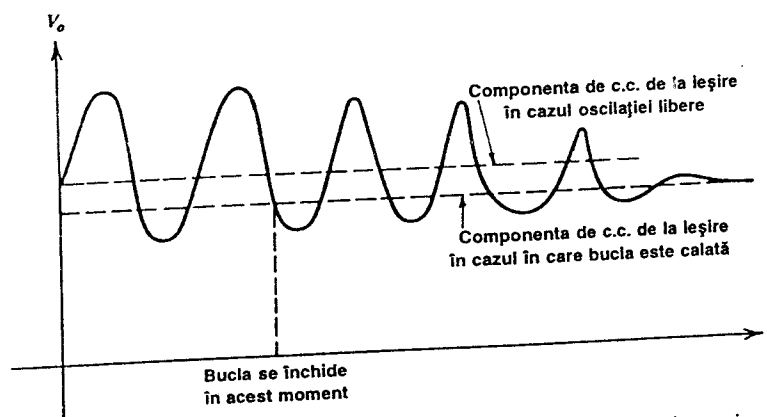


Fig. 10.19 Semnalul tipic de la ieșirea detectorului de fază în timpul regimului tranzitoriu de captură.

Să presupunem acum că bucla se închide brusc și că sinusoida cu frecvența egală cu diferența dintre frecvența OCT și frecvența semnalului se aplică intrării OCT. Ca urmare frecvența OCT va deveni o funcție sinusoidală de timp. Fie, de exemplu, frecvența semnalului care vine la intrare mai mică decât frecvența de oscilație liberă. Deoarece frecvența OCT este dependentă de timp ea se va *aprozia* și *depărta* în mod alternativ de frecvența semnalului de la intrare. Ieșirea detectorului de fază este aproape o sinusoidă a cărei frecvență este egală cu diferența între frecvența OCT și frecvența de la intrare. Atunci când frecvența OCT se depărtează, respectiv se apropie, de frecvența semnalului de la intrare, frecvența acestei sinusoidă crește, respectiv scade. Examinând efectul acestor variații asupra ieșirii detectorului de fază, se constată că *frecvența* acestei unde diferență de frecvențe se micșorează atunci când tensiunea sa instantanee este negativă și crește atunci când este pozitivă. Ca urmare, ieșirea detectorului de fază va avea în timpul procesului de prindere o formă de undă asimetrică. Această asimetrie face ca la ieșirea detectorului de fază să apară o componentă de curent continuu care comandă deplasarea valorii medii a frecvenței OCT spre valoarea frecvenței semnalului de la intrare, diferența de frecvență micșorându-se progresiv. Odată ce bucla s-a calat, diferența de frecvență devine nulă, la ieșirea filtrului buclei rămânând numai o componentă de curent continuu.

Gama valorilor frecvenței de la intrare, centrată pe frecvența de oscilație liberă, în care bucla se calează pornind din starea necalată, definește *banda de captură* (sau de prindere) a buclei. Timpul de captură este timpul necesar ca bucla să captureze semnalul. Atât banda de captură cât și timpul de captură depind de mărimea câștigului buclei și de banda filtrului trece jos. Filtrul trece jos din buclă are rolul de a elimina componentele corespunzătoare diferențelor dintre frecvența OCT și frecvențele unor semnale nedorite, plasate departe de frecvența de oscilație liberă. Filtrul asigură buclei și o „memorie” pentru cazul în care se pierde pentru moment calarea, ca urmare a unor puternice semnale parazite tranzitorii. Scăderea benzii filtrului îmbunătățește rejecția semnalelor din afara benzii, reducând în același timp și banda de captură; timpul de prindere devine mai lung, iar marginea de fază a buclei mai proastă.

#### 10.4.2 Bucla cu calare de fază în regim de urmărire

În condițiile în care bucla este calată pe frecvența semnalului care vine la intrare între tensiunea de la ieșirea detectorului de fază și diferența de fază între OCT și semnalul de la intrare există o relație liniară. Acest fapt permite ca analiza unei bucle calate să fie realizată prin utilizarea conceptelor standard de reacție liniară. Reprezentarea unui circuit PLL calat sub forma unei scheme bloc este dată în fig. 10.20.

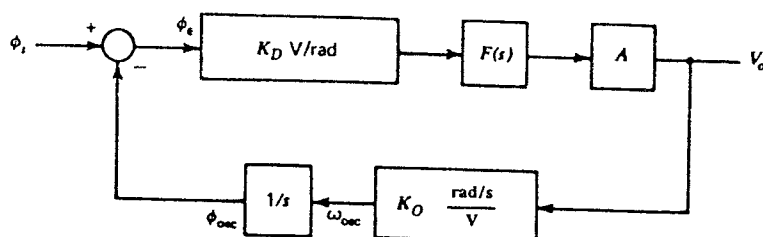


Fig. 10.20 Schema bloc a unui circuit PLL.



Câștigul comparatorului de fază este  $K_D$ , exprimat în V/rad de diferență de fază, funcția de transfer a filtrului buclei este  $F(s)$ , iar câștigul pe calea directă este  $A$ . „Câștigul” OCT este  $K_O$  [(rad/s)/V].

Dacă la intrarea de control a OCT se aplică o tensiune constantă frecvența OCT rămâne constantă. Să observăm că detectorul de fază este sensibil la diferența între *faza* OCT și *faza* semnalului care vine la intrare. Faza semnalului de la ieșirea OCT este de fapt egală cu integrala în timp a frecvenței de la ieșirea OCT; deoarece

$$\omega_{osc}(t) = \frac{d\phi_{osc}(t)}{dt} \quad (10.48)$$

se obține

$$\phi_{osc}(t) = \phi_{osc}(t)|_{t=0} + \int_0^t \omega_{osc}(t) dt. \quad (10.49)$$

Rezultă, deci, că într-o buclă cu calare de fază are loc în mod inherent o integrare, reprezentată în schema bloc din fig. 10.20 prin blocul  $1/s$ .

Din considerente practice, OCT este de fapt proiectat astfel încât atunci când tensiunea de la intrarea sa (adică  $V_o$ ) este zero, frecvența generată să nu fie nulă. Relația dintre pulsația de la ieșirea OCT,  $\omega_{osc}$ , și tensiunea  $V_o$  este de fapt de forma

$$\omega_{osc} = \omega_o + K_O V_o$$

unde  $\omega_o/2\pi$  este frecvența de oscilație liberă care se obține pentru  $V_o=0$ . După cum se poate vedea din fig. 10.20 sistemul este de fapt un sistem liniar de reglare automată cu reacție, clasic<sup>6</sup>. Funcția de transfer cu bucla de reacție închisă este dată de

$$\frac{V_o}{\phi_i} = \frac{K_D F(s) A}{1 + K_D F(s) A \frac{K_O}{s}} = \quad (10.50)$$

$$= \frac{s K_D F(s) A}{s + K_D K_O A F(s)}. \quad (10.51)$$

În mod obișnuit ne interesează răspunsul unui circuit PLL calat la o variație de *frecvență* a semnalului de la intrare. În acest caz mărimea de intrare este frecvența și nu faza. Deoarece

$$\omega_i = \frac{d\phi_i}{dt} \quad (10.52)$$

rezultă

$$\omega_i(s) = s \phi_i(s) \quad (10.53)$$

și se obține

$$\frac{V_o}{\omega_i} = \frac{1}{s} \frac{V_o}{\phi_i} = \frac{K_D F(s) A}{s + K_D K_O A F(s)}. \quad (10.54)$$

Să considerăm pentru început situația în care în buclă nu există nici un filtru, astfel că  $F(s)=1$ . În acest caz circuitul PLL se numește de ordinul unu. Se obține

$$\frac{V_o}{\omega_i} = \left[ \frac{K_v}{s + K_v} \right] \left[ \frac{1}{K_o} \right] \quad (10.55)$$

în care

$$K_v = K_o K_D A . \quad (10.56)$$

Rezultă că bucla va avea în mod inerent o caracteristică de transfer de tip trece jos. Să ne reamintim că am luat ca variabilă de intrare pulsația  $\omega_i$  a semnalului care vine la intrare. Răspunsul determinat anterior va fi deci răspunsul tensiunii de la ieșirea buclei pentru o modulație în frecvență a purtătoarei de la intrare. Constanta  $K_v$  este denumită banda buclei. Dacă bucla este calată pe un semnal purtător, a cărui frecvență este făcută să varieze sinusoidal în timp cu pulsația  $\omega_m$ , atunci la ieșirea buclei se va observa o sinusoidă cu pulsația  $\omega_m$ . Atunci când  $\omega_m$  crește peste  $K_v$ , amplitudinea sinusoidei de la ieșire scade. Banda buclei,  $K_v$ , este deci banda efectivă pentru semnalul *modulator* care este demodulat de către circuitul PLL. Exprimat în funcție de parametrii buclei,  $K_v$  este dat de produsul dintre câștigul detectorului de fază, câștigul OCT și celelalte câștiguri electrice din buclă. Locul rădăcinilor pentru acest pol în funcție de câștigul pe buclă  $K_v$  este prezentat în fig. 10.21a; în această figură este prezentat și răspunsul în frecvență. Răspunsul buclei la variații ale frecvenței de la intrare este ilustrat în fig. 10.21b și de exemplul care urmează.

### ■ EXEMPLU

Un circuit PLL are  $K_o$  de  $2\pi(1 \text{ kHz/V})$ ,  $K_v$  de  $500 \text{ s}^{-1}$  și frecvența de oscilație liberă de 500 Hz.

(a) Să se determine  $V_o$  pentru cazul în care la intrare se aplică un semnal cu o frecvență constantă de 250 Hz și de 1 kHz.

$$V_o = \frac{\omega_i - \omega_o}{K_o}$$

unde

$$\omega_o = 2\pi \times (\text{frecvența de oscilație liberă}).$$

La 250 Hz

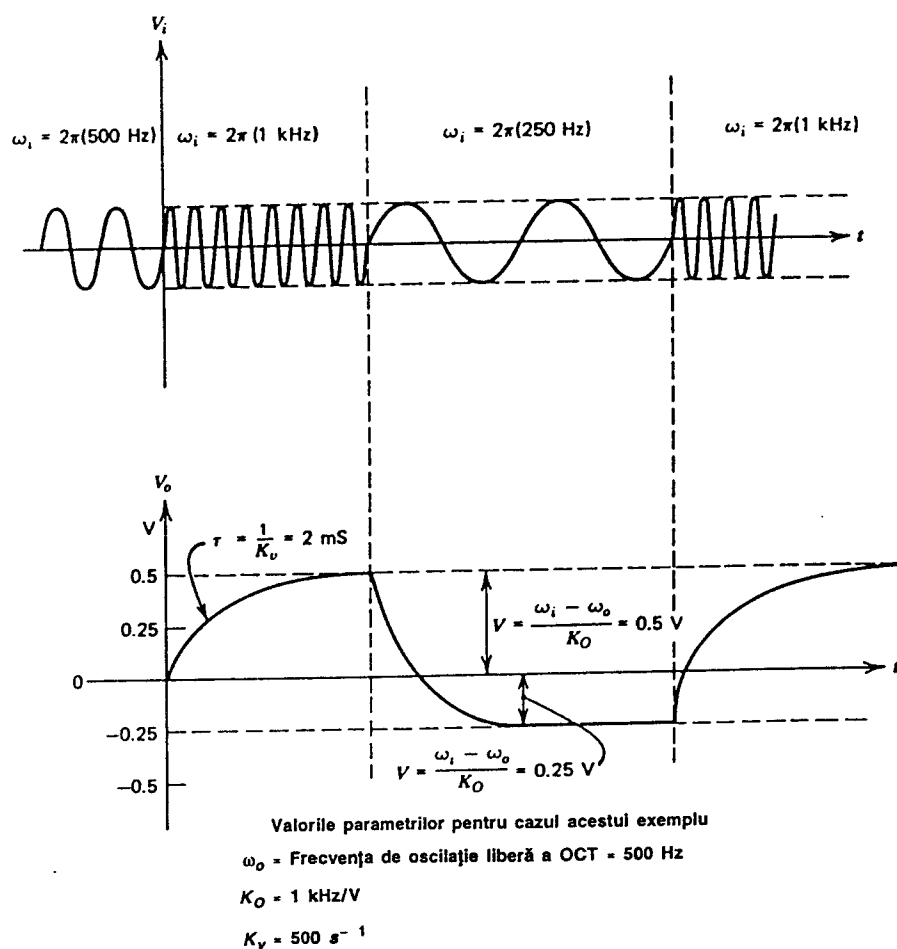
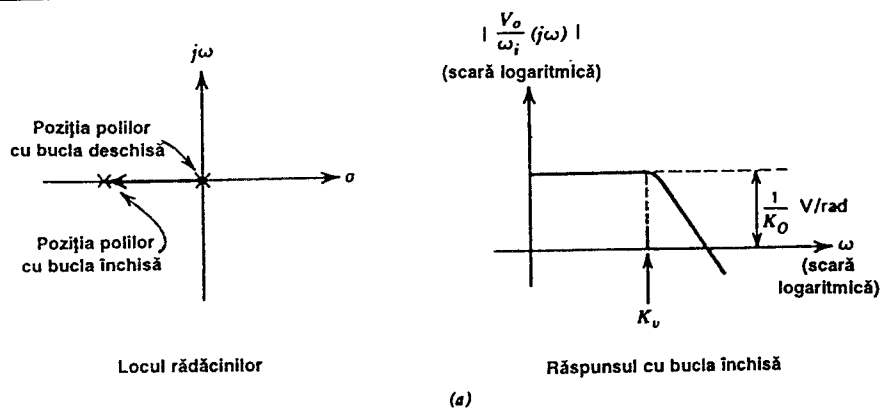
$$V_o = \frac{2\pi(250 \text{ Hz}) - 2\pi(500 \text{ Hz})}{2\pi(1 \text{ kHz/V})} = -0,25 \text{ V} ;$$

La 1 kHz

$$V_o = \frac{2\pi(1 \text{ kHz}) - 2\pi(500 \text{ Hz})}{2\pi(1 \text{ kHz/V})} = +0,5 \text{ V} .$$

(b) Să se determine semnalul de la ieșire  $V_o(t)$  în cazul în care la intrare se aplică un semnal modulat:

$$\omega_i(t) = (2\pi) 500 \text{ Hz} [1 + 0,1 \sin(2\pi \times 10^2)t] .$$



(b)

Fig. 10.21 (a) Locul rădăcinilor și răspunsul în frecvență pentru o buclă cu calare de fază de ordinul unu. (b) Variația tensiunii de la ieșire pentru un salt treaptă a frecvenței semnalului care vine la intrare, în cazul unei bucle de ordinul unu (valorile numerice corespund exemplului de la pag. 664).

Din (10.55) se obține

$$\begin{aligned}\frac{V_o(j\omega)}{\omega_i(j\omega)} &= \frac{1}{K_o} \left[ \frac{K_v}{K_v + j\omega} \right] = \frac{1}{K_o} \left[ \frac{K_v}{K_v + j(2\pi \times 10^2)} \right] \\ &= \frac{1}{2\pi(1 \text{ kHz/V})} \left[ \frac{500}{500 + j628} \right] = \frac{1}{2\pi(1 \text{ kHz/V})} (0,39 - j0,48) .\end{aligned}$$

Modulul lui  $|\omega_i(j\omega)|$  este

$$|\omega_i(j\omega)| = (0,1) (500 \text{ Hz}) (2\pi) = (50) (2\pi) .$$

Ca urmare

$$V_o(j\omega) = \frac{50 \text{ Hz}}{1 \text{ kHz}} (0,39 - j0,48) = \frac{50}{1000} (0,62 \angle -51^\circ)$$

și

$$V_o(t) = 0,031 \sin[(2\pi \times 10^2 t) - 51^\circ] .$$

■

Funcționarea fără filtru a unui circuit PLL are mai multe dezavantaje. Deoarece detectorul de fază este de fapt un multiplicator el va produce la ieșire componente egale atât cu suma frecvențelor de la intrare cât și cu diferența lor. În cazul în care nu există filtru componenta egală cu dublul frecvenței purtătoare va fi trimisă direct la ieșire. De asemenea toate semnalele parazite din afara benzii, prezente la intrare, vor apare la ieșire deplasate în frecvență. Rezultă că cel puțin în aplicațiile în care sunt prezente semnale parazite este de dorit ca în buclă să existe un filtru.

Configurația cea mai obișnuită pentru un circuit PLL integrat este aceea a unei bucle de ordinul doi. În acest caz filtrul trece jos are un singur pol realizat în mod obișnuit cu un rezistor și un capacitor. Deci

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_1}} . \quad (10.57)$$

Înlocuind în (10.54), funcția de transfer devine

$$\frac{V_o(s)}{\omega_i(s)} = \frac{1}{K_o} \frac{1}{1 + \frac{s}{K_v} + \frac{s^2}{\omega_1 K_v}} . \quad (10.58)$$

Locul rădăcinilor pentru acest sistem cu reacție, atunci când variază  $K_v$ , este prezentat în fig. 10.22, împreună cu răspunsul în frecvență corespunzător. Polii funcției de transfer sunt

$$s = -\frac{\omega_1}{2} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4K_v}{\omega_1}} \right) \quad (10.59)$$

Expresia 10.58 se poate pune sub forma

$$\frac{V_o}{\omega_i} = \frac{1}{K_o} \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + 1} \quad (10.60)$$

în care

$$\omega_n = \sqrt{K_v \omega_1} \quad (10.61)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_1}{K_v}} \quad (10.62)$$

Factorul de bază care stabilește banda buclei este  $K_v$  (ca și în cazul PLL de ordinul unu). Pulsția  $\omega_1$  a polului suplimentar se face cât se poate de mică fără a determina însă o supracreștere inacceptabilă în răspunsul în frecvență. Această supracreștere este importantă deoarece duce la distorsiuni ale semnalului demodulat MF și face ca bucla să oscileze sau să prezinte un răspuns oscilatoriu slab amortizat atunci când un semnal tranzitoriu parazit perturbă bucla. Un compromis satisfăcător constă în utilizarea unei configurații a polilor care asigură o caracteristică de tip trece jos, cu maximum de liniaritate a amplitudinii. În acest caz dreapta care unește polii cu originea face cu axa reală negativă un unghi de  $45^\circ$ , iar factorul de amortizare  $\zeta$  este egal cu  $1/\sqrt{2}$ . Deci

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_1}{K_v}} \quad (10.63)$$

și

$$\omega_1 = 2K_v \quad (10.64)$$

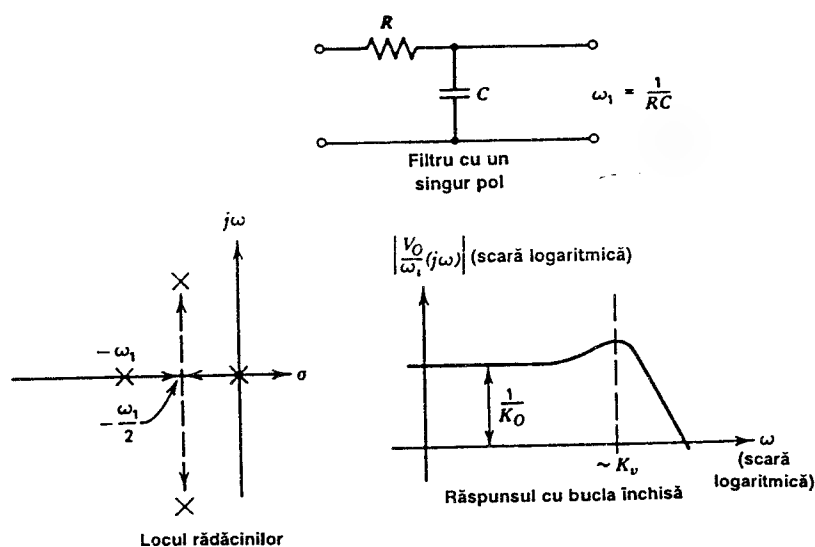


Fig. 10.22 Locul rădăcinilor și răspunsul în frecvență pentru o buclă cu calare de fază de ordinul doi.

Pulsajia de  $-3\text{dB}$  a funcției de transfer  $(V_o/\omega_i)(j\omega)$  este

$$\omega_{-3\text{dB}} = \omega_n = \sqrt{K_v \omega_1} = \sqrt{2} K_v. \quad (10.65)$$

Un dezavantaj al circuitelor PLL de ordinul doi, discutate până acum, este dat de faptul că banda la  $-3\text{dB}$  a buclei este dictată în esență de câștigul buclei,  $K_v$  (vezi relația 10.65). După cum se va arăta mai departe, câștigul buclei fixează și valoarea benzii de urmărire astfel că pentru cazul filtrului simplu folosit anterior cei doi parametri sunt forțați să fie de valori comparabile. În utilizările din comunicații ale circuitelor PLL pot apare situații în care sunt necesare simultan o bandă de urmărire mare — pentru ca bucla să accepte variații mari ale frecvenței semnalului — și o bandă îngustă a buclei — pentru a se rejecta semnalele din afara benzii. Aceste două obiective se ating dacă se folosește o valoare foarte mică pentru  $\omega_1$ , dar în același timp răspunsul buclei devine slab amortizat. Adăugarea unui zero filtrului buclei permite ca polul filtrului să fie mic obținându-se simultan și o bună amortizare a buclei.

Efectul dat de adăugarea unui zero asupra răspunsului buclei se poate vedea cel mai bine prin examinarea răspunsului pentru cazul în care bucla este întreruptă. Răspunsul buclei întrerupte, fără filtru în buclă este indicat în fig. 10.23a. Din cauza integrării, care apare în mod inerent în buclă, răspunsul are o pantă de  $-20\text{ dB/decadă}$  pe întregul domeniu de frecvențe având o valoare unitară a câștigului la  $K_v$ . În fig. 10.23b se prezintă situația pentru cazul în care în buclă există un filtru cu un singur pol  $\omega_1$  mult mai mic decât  $K_v$ . Ca urmare la pulsația la care câștigul este unitar defazajul este foarte apropiat de  $180^\circ$ ; răspunsul cu bucla închisă va avea la această pulsație un vârf ascuțit. Adăugând filtrului buclei un zero, la pulsația  $\omega_2$  (vezi fig. 10.23c) marginea de fază a buclei se poate îmbunătăți mult. De observat că în acest caz banda buclei, care este dată de pulsația la care câștigul devine unitar, este mult mai mică decât  $K_v$ . Posibilitatea de a fixa în mod independent banda buclei și mărimea  $K_v$  constituie un avantaj al acestui tip de filtru. Circuitul RC care asigură polul și zeroul necesare este dat în fig. 10.23d, în care se prezintă pentru acest tip de filtru și locul rădăcinilor și răspunsul care se obține cu bucla închisă.

**Banda de urmărire.** Banda de urmărire este dată de gama frecvențelor de la intrare, centrată pe frecvența de oscilație liberă în care bucla se menține calată.

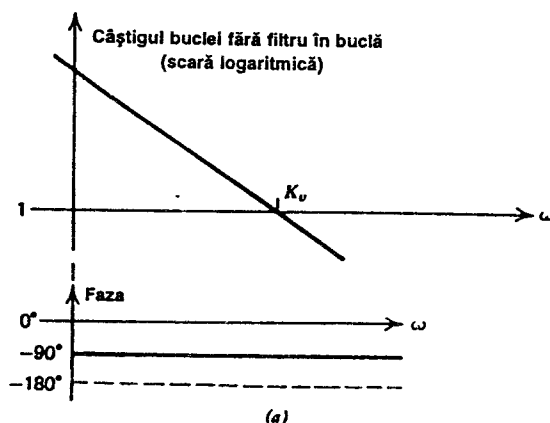


Fig. 10.23a Răspunsul în frecvență al unui circuit PLL cu bucla întreruptă, fără filtru în buclă.

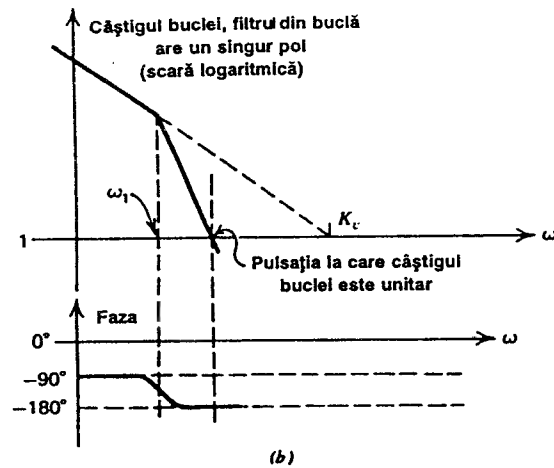


Fig. 10.23b Răspunsul în frecvență al unui circuit PLL cu bucla întreruptă, având un filtru cu un singur pol  $\omega_1 \ll K_v$ .

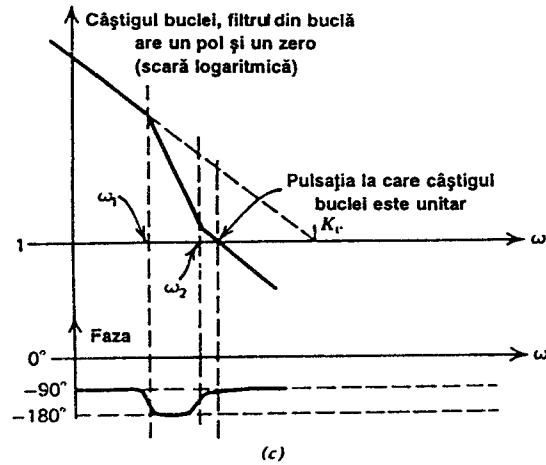


Fig. 10.23c Răspunsul în frecvență al unui circuit PLL cu bucla întreruptă, având un filtru căruia i s-a adăugat un zero la  $s = -\omega_2$ .

În majoritatea cazurilor banda de urmărire este limitată de faptul că comparatorul de fază funcționează numai pentru o gamă limitată de valori ale fazei; odată ce diferența de fază între semnalul de la intrare și OCT depășește  $90^\circ$ , comparatorul de fază încetează de a se mai comporta liniar. Caracteristica de transfer a unui comparator de fază tipic este prezentată în fig. 10.17, din care rezultă clar că, pentru a se menține calarea, diferența de fază între ieșirea OCT și semnalul care vine la intrare trebuie menținută între 0 și  $\pi$ . Dacă diferența de fază este egală fie cu 0, fie cu  $\pi$ , atunci mărimea tensiunii de curent continuu la ieșirea comparatorului de fază este

$$V_{\text{OCT}} = \pm K_D \frac{\pi}{2} . \quad (10.66)$$

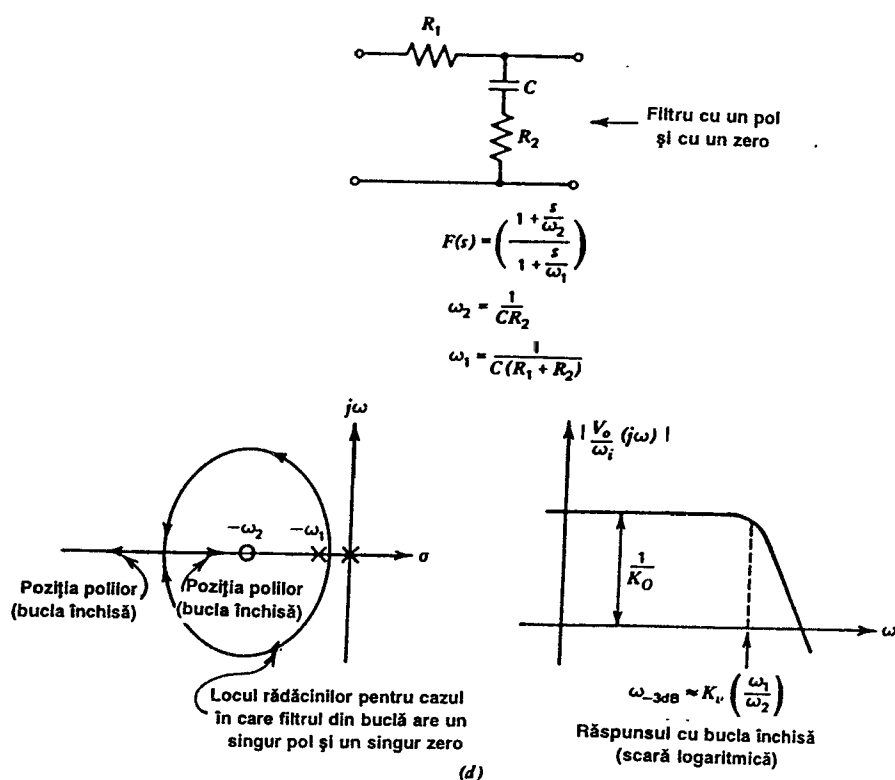


Fig. 10.23d Locul rădăcinilor și răspunsul în frecvență pentru un circuit PLL de ordinul doi, cu un zero. Răspunsul în frecvență corespunde cazului în care câștigul buclei este mare, astfel că polii se plasează așa cum se indică pe locul rădăcinilor.

Această tensiune de curent continuu este amplificată cu câștigul electric  $A$  aplicându-se apoi la intrarea OCT; se obține o frecvență deplasată față de frecvența de oscilație liberă cu

$$\Delta\omega_{osc} = K_D A K_O \frac{\pi}{2} = \frac{K_v \pi}{2}. \quad (10.67)$$

Dacă, de exemplu, frecvența de la intrare este mai mare decât frecvența de oscilație liberă tensiunea de la intrarea OCT trebuie mărită pentru a crește, corespunzător, și frecvența OCT. Dacă diferența frecvențelor depășește  $\Delta\omega_{osc}$ , detectorul de fază nu mai poate produce la ieșire tensiunea de curent continuu necesară pentru a mări și mai mult frecvența OCT și bucla pierde calarea. Rezultă că banda de urmărire va fi dată de

$$\omega_L = K_v \frac{\pi}{2}. \quad (10.68)$$

Mărimea  $\omega_L$  este gama de frecvențe situată de ambele părți ale frecvenței de oscilație liberă, pentru care bucla urmărește variațiile de frecvență ale semnalului de la intrare. Acest parametru depinde numai de câștigul de curent continuu al buclei fiind independent de proprietățile filtrului buclei. Alte tipuri de detectoare de fază oferă o funcționare liniară de comparator de fază pe o gamă mai mare.



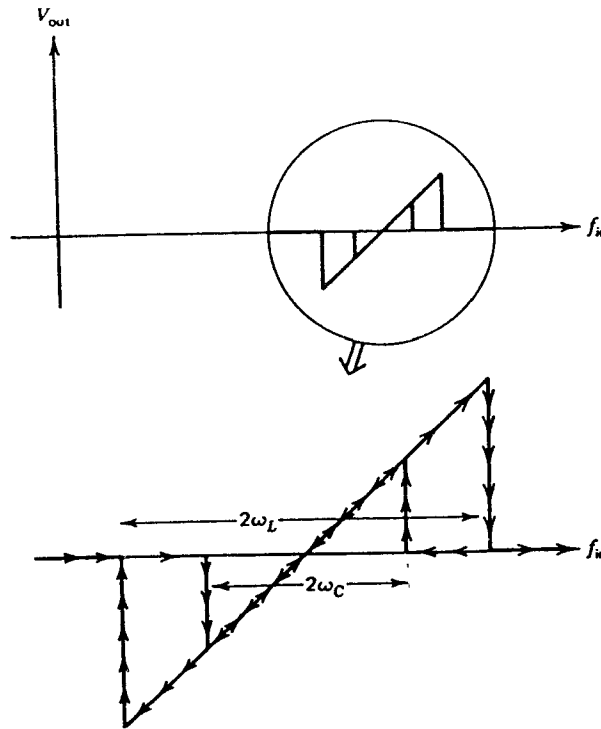


Fig. 10.24 Dependența de frecvența semnalului de la intrare a tensiunii de la ieșirea unui circuit PLL.

**Banda de captură.** Banda de captură este dată de gama frecvențelor de la intrare pentru care o buclă, inițial necalată, se calează pe semnalul de la intrare; valoarea benzii de captură este întotdeauna mai mică decât valoarea benzii de urmărire. Caracteristica tensiune de ieșire în funcție de frecvența de la intrare, trasată pentru frecvențe centrate pe frecvența de oscilație liberă, pune în evidență un efect de histerezis (fig. 10.24). După cum s-a menționat anterior determinarea analitică a valorii benzii de captură este dificilă.

Valoarea aproximativă a benzii de captură se poate estima folosind următoarea procedură practică. Referindu-ne la fig. 10.18 să presupunem că bucla este întreruptă la ieșirea amplificatorului buclei și că la intrarea buclei cu calare de fază se aplică un semnal a cărui frecvență este diferită de frecvența liberă de oscilație. Componenta cu frecvența egală cu diferența frecvențelor aplicate la intrare, care apare la ieșirea detectorului de fază are valoarea

$$V_p(t) = \frac{\pi}{2} K_D \cos(\omega_i - \omega_{osc})t \quad (10.69)$$

expresie în care  $\omega_i$  este pulsația semnalului de la intrare iar  $\omega_{osc}$  pulsația corespunzătoare frecvenței libere de oscilație. Această componentă trece prin filtrul buclei; la ieșirea filtrului se obține

$$V_o(t) = \frac{\pi}{2} K_D A |F[j(\omega_i - \omega_{osc})]| \cos[(\omega_i - \omega_{osc})t + \phi] \quad (10.70)$$

în care

$$\phi = \angle F[j(\omega_i - \omega_{osc})] .$$

Semnalul de la ieșirea amplificatorului buclei constă deci dintr-o sinusoidă cu frecvența egală cu diferența frecvențelor și a cărei *amplitudine* este redusă de filtrul buclei. Pentru ca să aibă loc captura, mărimea tensiunii care trebuie aplicată la intrarea oscilatorului controlat în tensiune este

$$|V_{osc}| = \frac{\omega_i - \omega_o}{K_o} . \quad (10.71)$$

Deși procesul de captură este destul de complex, o estimare a valorii benzii de captură se poate obține din condiția ca amplitudinea semnalului din (10.70) să fie egală cu mărimea tensiunii de la intrarea oscilatorului controlat în tensiune dată de (10.71). Rezultă că este probabil ca bucla să se prindă (să se caleze) dacă va fi satisfăcută următoarea inegalitate:

$$|(\omega_i - \omega_{osc})| < \frac{\pi}{2} K_D K_o A |F[j(\omega_i - \omega_{osc})]| . \quad (10.72)$$

Această inegalitate oferă o estimare implicită a valorii benzii de captură. Pentru o buclă de ordinul unu, la care  $F(s)$  este unitar, ea prezice că banda de urmărire și banda de captură au valori aproximativ egale. Pentru o buclă de ordinul doi banda de captură este semnificativ mai mică decât banda de urmărire deoarece  $|F[j(\omega_i - \omega_{osc})]|$  este mult mai mic ca unitatea.

### 10.4.3 Circuite integrate PLL

Motivul principal care explică de ce circuitele PLL au ajuns să fie atât de mult utilizate drept componente de sistem este dat de faptul că elementele unei bucle cu calare de fază sunt, în particular, potrivite pentru realizarea monolitică, circuite PLL complete putând fi fabricate pe un singur cip. În continuare vom discuta proiectarea elementelor care alcătuiesc un circuit PLL.

**Detectorul de fază.** Detectoarele de fază pentru circuitele PLL monolitice sunt realizate în general prin utilizarea configurației de multiplicator Gilbert prezentată în fig. 10.9. După cum se ilustrează în fig. 10.16, în cazul în care cele două semnale, aplicate la intrarea celor două perechi cu cuplaj în emitoare care alcătuiesc circuitul, sunt de amplitudine suficient de mare, astfel încât tranzistoarele să lucreze blocat-conducție, ieșirea va conține o componentă de curent continuu dată de

$$V_{mediu} = -I_{EE} R_C \left[ 1 - \frac{2\phi}{\pi} \right] \quad (10.73)$$

unde  $\phi$  este diferența de fază între semnalele de pe cele două intrări.

Un aspect important al funcționării acestui detector de fază este acela că în cazul în care amplitudinea semnalului  $V_{in2}$  este mică față de  $V_T$ , circuitul se comportă ca un modulator echilibrat, iar componenta de curent continuu de la ieșire depinde de amplitudinea semnalului de nivel mic. Forma de undă la ieșire este deci o sinusoidă multiplicată cu o undă dreptun-

ghiulară sincronă (vezi fig. 10.25). În cazul limită în care semnalul aplicat la intrarea de nivel mic este mic față de  $V_T$ , componenta de curent continuu de la ieșire devine:

$$V_{\text{mediu}} = \frac{1}{\pi} g_m R_C V_i \left[ \int_0^\phi (\sin \omega t) d(\omega t) - \int_\phi^\pi (\sin \omega t) d(\omega t) \right] \quad (10.74)$$

$$= -\frac{2 g_m R_C V_i \cos \phi}{\pi} \quad (10.75)$$

unde  $R_C$  este rezistorul din colector din multiplicatorul Gilbert, iar  $g_m$  transconductanța tranzistoarelor.

Tensiunea de la ieșirea detectorului de fază va fi proporțională cu amplitudinea  $V_i$  a semnalului care vine la intrare; ca urmare dacă variază amplitudinea semnalului se schimbă și câștigul buclei. Rezultă că, de multe ori, atunci când amplitudinea semnalului variază, va fi necesar să plasăm înaintea detectorului de fază un amplificator/limitator, rezolvând astfel această problemă. De exemplu în cazul demodulatorilor MF orice modulație de amplitudine parazită care apare pe semnalul modulat în frecvență care sosește la intrare va fi demodulată, dând la ieșire un semnal eronat.

În mod obișnuit în aplicațiile circuitelor PLL răspunsul în frecvență al detectorului de fază nu constituie factorul limitativ pentru gama de frecvențe în care poate funcționa bucla. La frecvențe mari de funcționare capacitățile parazite ale tranzistoarelor determină o scurgere spre ieșire a purtătoarei, dând la ieșire o componentă de eroare pe frecvența centrală. Totuși, această componentă nu afectează în mod major funcționarea buclei deoarece este îndepărtată de către filtrul buclei. De obicei, factorul limitativ pentru gama de frecvențe de lucru este oscilatorul controlat în tensiune.

#### Oscilatorul controlat în tensiune.

Funcționarea OCT determină gama de frecvențe de lucru, distorsiunile de MF, driftul frecvenței libere de oscilație, frecvența liberă de oscilație și sensibilitatea față de sursele de alimentare. Oscilatoarele controlate în tensiune utilizate în circuitele integrate sunt de cele mai multe ori simple multivibratoare R-C în care curentul de încărcare al capacităților este dependent de intrarea de control.

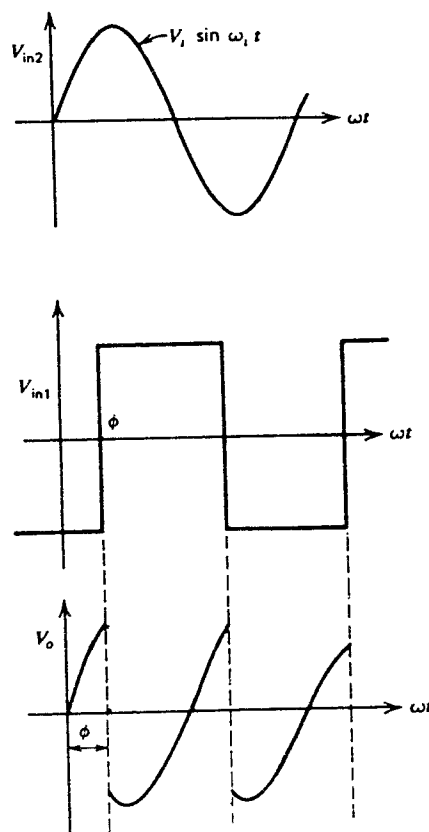


Fig. 10.25 O sinusoidă multiplicată cu o undă dreptunghiulară sincronă.

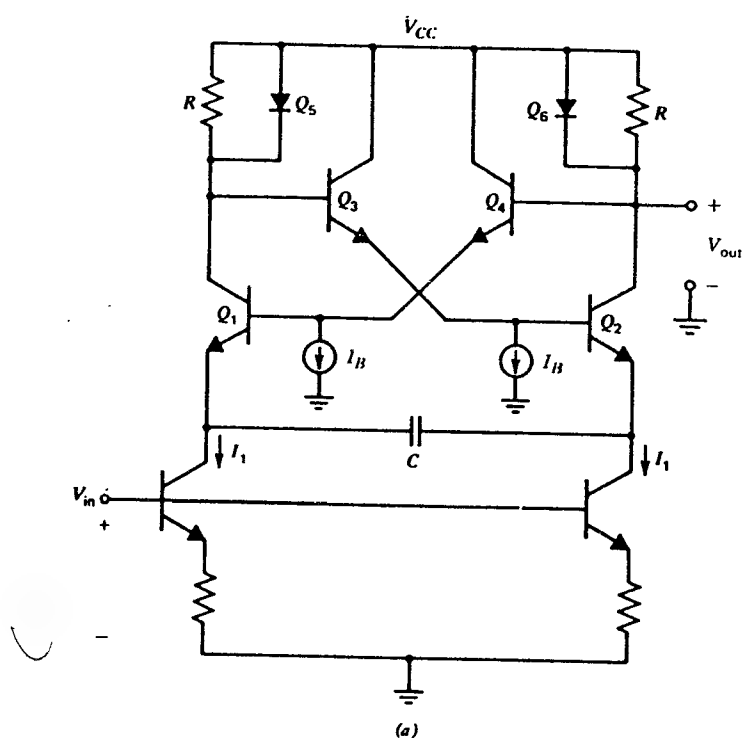


Fig. 10.26a Multivibrator cu cuplaj în emitoare, controlat în tensiune.

Să considerăm pentru început multivibratorul cu cuplaj în emitoare prezentat în fig. 10.26a, care constituie o soluție tipică întâlnită în circuitele integrate PLL.

Perioada de oscilație se va calcula presupunând (pentru a fixa un punct de plecare) că tranzistorul  $Q_1$  este blocat, iar tranzistorul  $Q_2$  conduce, circuitul putând fi desenat ca în fig. 10.26b. Vom presupune că valoarea curentului  $I$  este mare astfel că valoarea căderii de tensiune  $IR$  este suficientă pentru a deschide dioda  $Q_6$ . În aceste condiții potențialul bazei tranzistorului  $Q_4$  este sub  $V_{CC}$  cu o valoare egală cu căderea de tensiune directă pe o diodă, iar potențialul emitorului său, deci și baza tranzistorului  $Q_1$ , cu de două ori această tensiune.

Dacă se neglijează curentul de bază al tranzistorului  $Q_3$ , baza sa este la  $V_{CC}$  iar emitorul său la  $V_{CC}$  minus o cădere de tensiune directă de diodă. Emitorul tranzistorului  $Q_2$  se află deci sub  $V_{CC}$  cu dublul căderii de tensiune directă pe o diodă.

Deoarece tranzistorul  $Q_1$  este blocat, curentul  $I_1$  (al generatorului de curent din emitorul lui  $Q_1$ ) încarcă capacitorul iar potențialul emitorului tranzistorului  $Q_1$  scade. Tranzistorul  $Q_1$  se va deschide atunci când potențialul din emitorul său devine egal cu  $V_{CC}$  minus de trei ori căderea de tensiune directă pe o diodă. Odată ce tranzistorul  $Q_1$  s-a deschis, curentul său de colector îl va deschide și pe  $Q_5$ . Ca urmare potențialul bazei tranzistorului  $Q_3$  scade spre  $V_{CC}$  minus o cădere de tensiune directă de diodă, făcând ca potențialul bazei tranzistorului  $Q_2$  să scadă cu aceeași valoare. Tranzistorul  $Q_2$  se blochează; potențialul bazei lui  $Q_1$  crește spre  $V_{CC}$  minus o cădere de tensiune directă de diodă deoarece se blochează și tranzistorul  $Q_6$ . Ca urmare joncțiunea emitor-bază a lui  $Q_2$  se polarizează invers cu o cădere

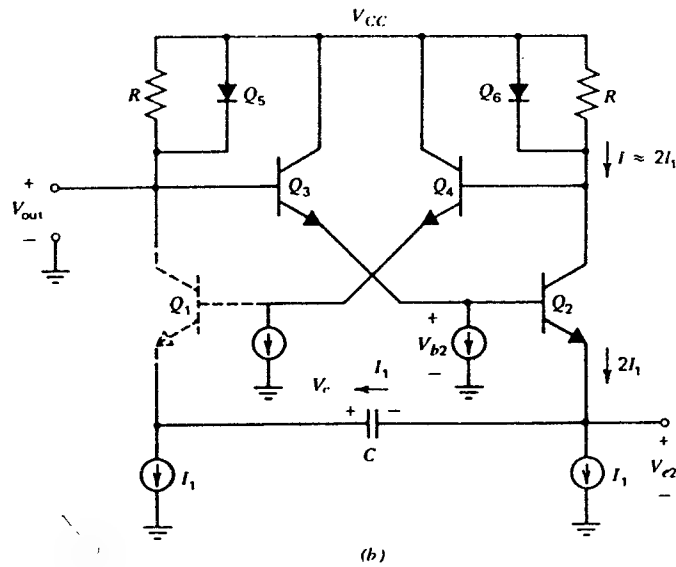


Fig. 10.26b Circuitul echivalent pe durata unei semiperioade.

de tensiune directă de diodă, deoarece tensiunea pe capacitorul  $C$  nu se poate modifica instantaneu. Curentul  $I_1$  (al generatorului de curent din emitorul tranzistorului  $Q_2$ ) încarcă acum capacitorul în sens invers. Variația totală a tensiunii de pe capacitor, înainte ca circuitul să comute din nou, este de două căderi de tensiune directă de diodă. Deoarece circuitul este simetric, semiperioada de oscilație este dată de timpul necesar pentru încărcarea capacitorului:

$$\frac{T}{2} = \frac{Q}{I_1} \quad (10.76)$$

unde  $Q = C\Delta V = 2CV_{BE(on)}$  este sarcina din capacitor. Frecvența de oscilație este dată de relația

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I_1}{4CV_{BE(on)}} \quad (10.77)$$

Formele de undă în diverse puncte ale circuitului sunt prezentate în fig. 10.26c. Trebuie remarcat că acest multivibrator cu cuplaj în emitoare conține numai tranzistoare *npn* care lucrează nesaturate. În plus excursia de tensiune este mică. Rezultatul este că, realizat cu tranzistoarele tipice de circuit integrat, circuitul este capabil să funcționeze până la aproximativ 100 MHz.

Totuși gama de frecvențe utilizabilă este limitată la o valoare mai mică din cauza faptului că deriva cu temperatura a frecvenței centrale devine mare la frecvențe mai mari. Această derivă rezultă din cauză că timpul de comutare ajunge să constituie un procent însemnat din perioada de oscilație; timpul de comutare depinde de elementele parazite, de rezistențele circuitului, de transconductanța tranzistorului și de rezistența de intrare în tranzistor, toți acești factori fiind dependenți de temperatură.

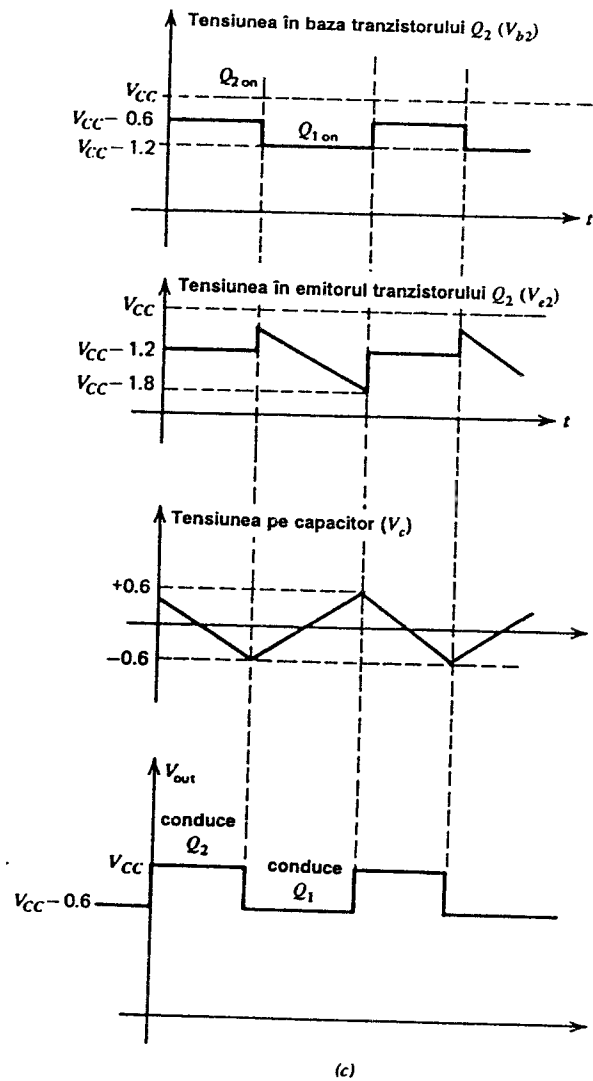


Fig. 10.26c Formele de undă pentru multivibratorul cu cuplaj în emitoare.

Deși configurația cu cuplaj în emitoare este capabilă să realizeze o viteză mare de lucru frecvența sa centrală manifestă o sensibilitate considerabilă față de temperatură chiar la joasă frecvență, deoarece perioada este dependentă de  $V_{BE(on)}$ . Coeficientul de temperatură al perioadei de oscilație se poate calcula din (10.77):

$$\frac{1}{\omega_{osc}} \frac{d\omega_{osc}}{dT} = -\frac{1}{V_{BE(on)}} \frac{dV_{BE(on)}}{dT} = \frac{+2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}}{600 \text{ mV}} = +3300 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C} . \quad (10.78)$$

Sensibilitatea față de temperatură a frecvenței centrale se poate compensa făcând curentul  $I_1$  dependent de temperatură astfel încât efectul dat de variația sa să fie egal și de semn contrar cu efectul dat de variația mărimii  $V_{BE(on)}$ .

### 10.4.4 Analiza circuitului PLL monolitic 560B

Primele circuite PLL monolitice au fost cuprinse în seria 560/561/562. Aceste circuite conțin un detector de fază de tip Gilbert, un OCT cu cuplaj în emitoare, compensat în temperatură și terminale la care se poate conecta un circuit  $R$ - $C$  exterior pentru a realiza funcția de filtru al buclei. Schema de principiu a circuitului 560B este dată în fig. 10.27a. Tranzistoarele  $Q_1$ — $Q_{14}$  formează circuitul de polarizare care asigură o tensiune de alimentare stabilizată de 13 V pentru detectorul de fază și OCT, utilizând ca referință diode Zener. Acest circuit asigură și un potențial de curent continuu de referință pentru intrările diferențiale, prin intermediul lui  $R_3$  și  $R_4$  astfel că intrările pot fi cuplate în curent alternativ. Tranzistoarele  $Q_{13}$  și  $Q_{14}$  asigură tensiunea de referință pentru sursele de curent din OCT iar tranzistorul  $Q_{11}$  curentul de polarizare pentru detectorul de fază.

OCT este compus din tranzistoarele  $Q_{23}$  și  $Q_{24}$  și repetoarele pe emitor  $Q_{27}$  și  $Q_{28}$ . Detectorul de fază este compus din tranzistoarele  $Q_{15}$ — $Q_{20}$ . Ieșirea diferențială a detectorului de fază comandă OCT prin intermediul repetoarelor pe emitor  $Q_{21}$  și  $Q_{22}$  și a perechii cu cuplaj în emitoare  $Q_{35}$ — $Q_{38}$ .

Analiza care urmează are ca obiectiv determinarea parametrilor  $K_D$  și  $K_O$  ai buclei. Începem analiza cu circuitul de polarizare prezentat separat în fig. 10.27b. Circuitul de polarizare furnizează o tensiune de alimentare stabilizată de 13 V pentru OCT și comparatorul de fază. Tensiunea de 13 V rămâne constantă pentru variații ale tensiunii de alimentare în gama permisă de 16—26 V. Vom presupune că tensiunea de alimentare este de 16 V; singura valoare de curent afectată de tensiunea de alimentare este aceea a curentului prin lanțul  $R_{18}$ ,  $Q_3$ — $Q_6$ . Diodele Zener  $Q_3$  și  $Q_5$  sunt realizate din joncțiuni emitor-bază polarizate invers, având o tensiune de străpungere de 6,2 V. Curentul  $I_1$  este dat de

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_{Z3} - V_{BE4} - V_{Z5} - V_{BE6}}{R_{18}}, \quad (10.79)$$

$$I_1 = \frac{V_{CC} - 6,2 - 0,6 - 6,2 - 0,6}{5,3 \text{ k}\Omega} = \frac{16 \text{ V} - 13,6 \text{ V}}{5,3 \text{ k}\Omega} = 0,45 \text{ mA}. \quad (10.80)$$

Tensiunea din emitoarele tranzistoarelor  $Q_1$ ,  $Q_2$  și  $Q_9$  este de 13,0 V. Presupunând că prin  $Q_7$  trece curent, rezultă că tensiunea pe  $Q_7$  este de 6,8 V. Curentul prin  $R_{17}$  va fi

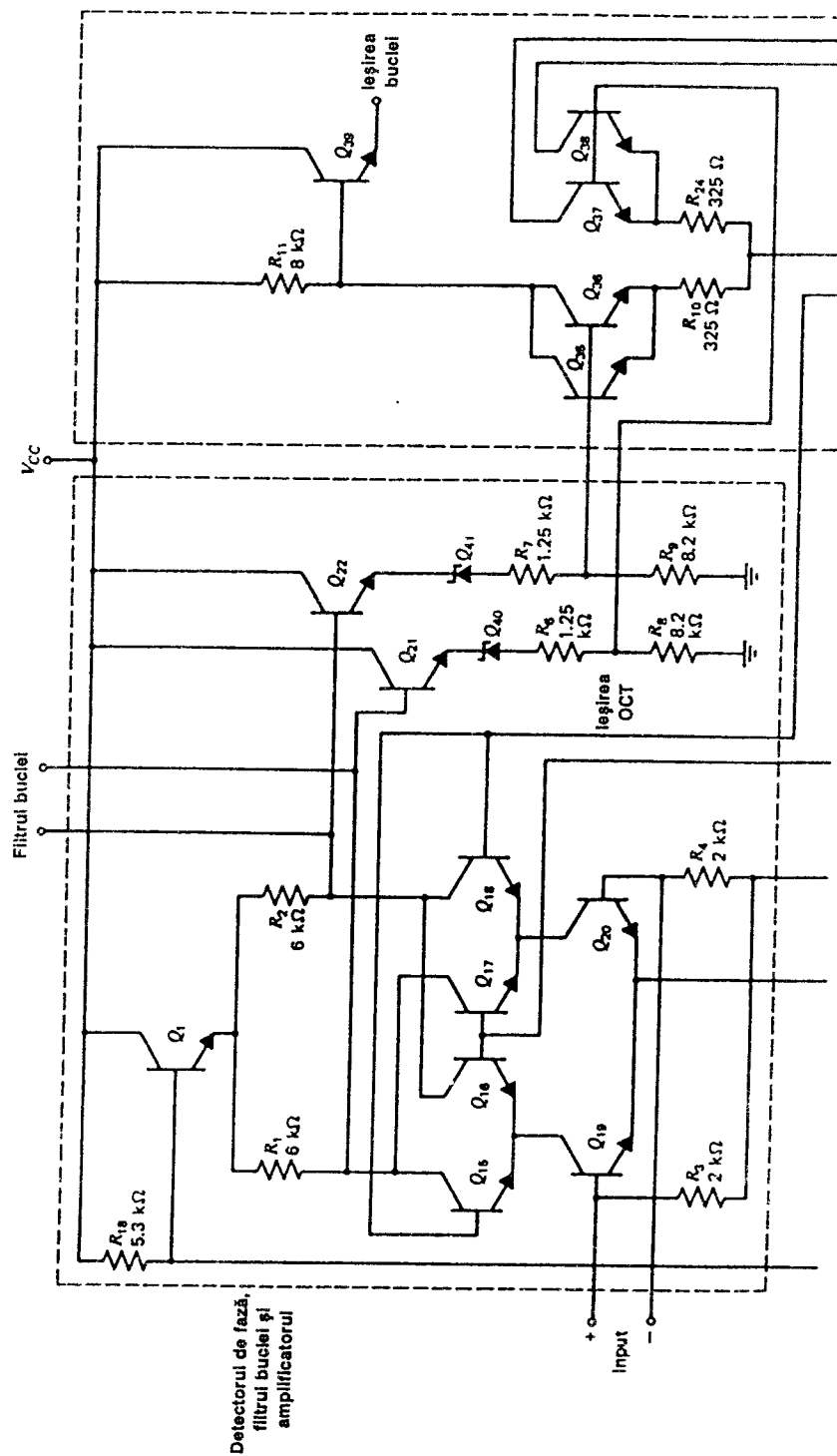
$$I_{R17} = \frac{V_{Z7} + V_{BE8} - V_{BE13} - V_{BE14}}{R_{17}}, \quad (10.81)$$

$$I_{R17} = \frac{6,2 + 0,6 - 0,6 - 0,6}{11 \text{ k}\Omega} = 0,51 \text{ mA}. \quad (10.82)$$

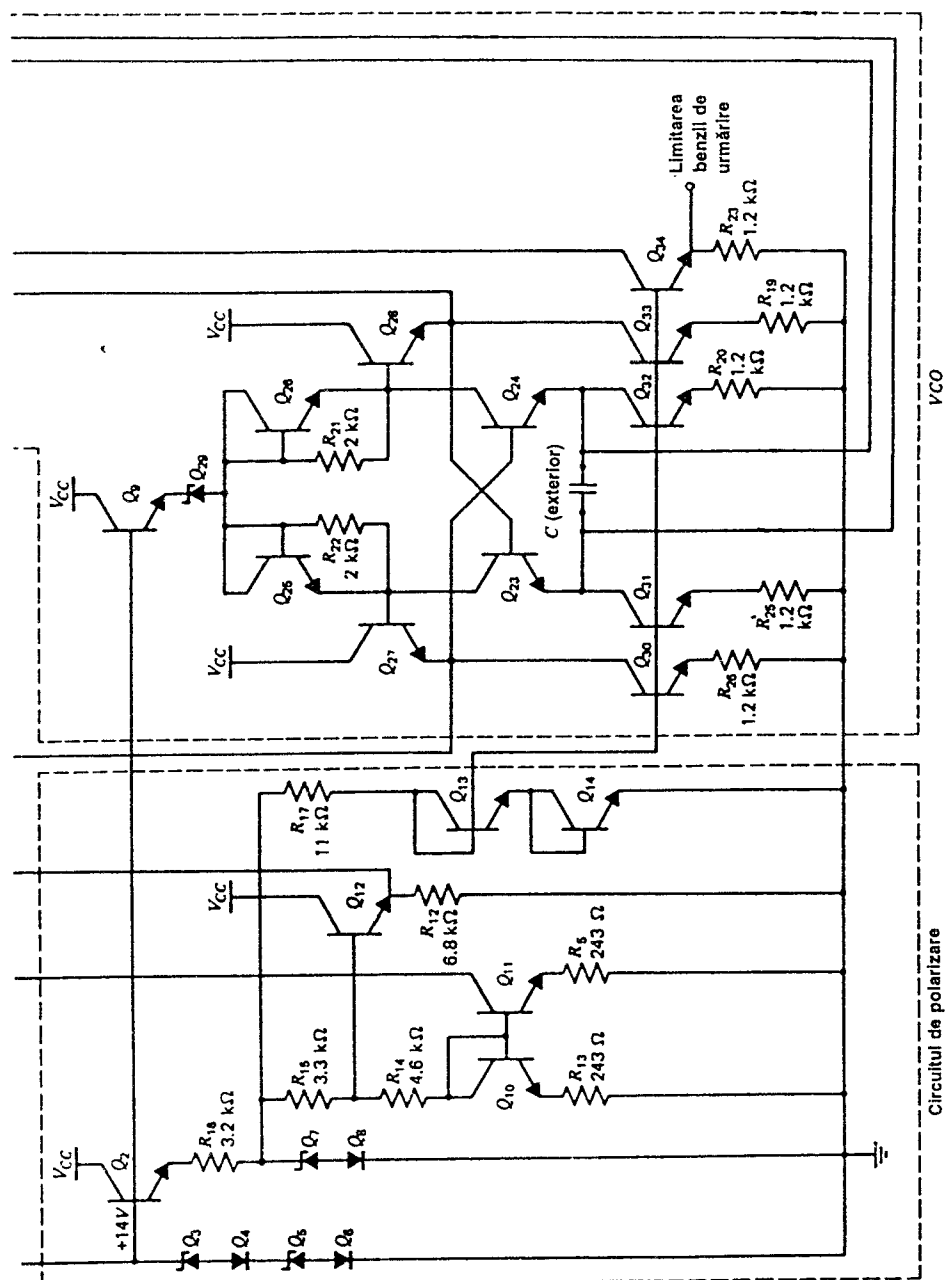
Curentul care trece prin tranzistorul  $Q_{11}$ , care este curentul de polarizare al comparatorului de fază, este egal cu curentul care trece prin tranzistorul  $Q_{10}$ :

$$I_{C10} = I_{C11} = \frac{V_{Z7} + V_{BE8} - V_{BE10}}{R_{13} + R_{14} + R_{15}} = \quad (10.83)$$

$$= \frac{6,8 \text{ V} - 0,6 \text{ V}}{8,14 \text{ k}\Omega} = 0,77 \text{ mA}. \quad (10.84)$$







(a)

Fig. 10.27a Schema circuitului PLL monolitic 560B.

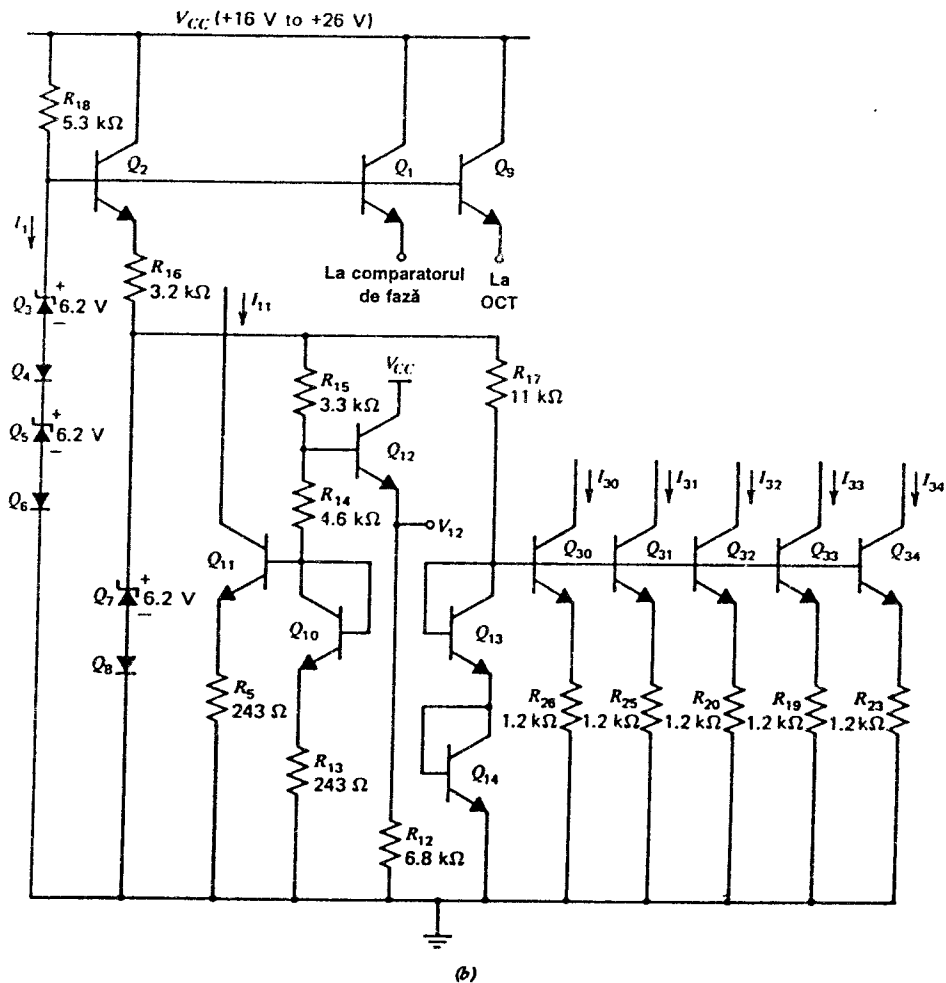


Fig. 10.27b Circuitul de polarizare al circuitului 560B.

Deci, tensiunea  $V_{12}$ , care furnizează referința de curent continuu pentru intrări, este dată de

$$V_{12} = V_{BE10} + (V_{BE8} + V_{Z7} - V_{BE10}) \left[ \frac{R_{14} + R_{13}}{R_{15} + R_{14} + R_{13}} \right] - V_{BE12} \quad (10.85)$$

sau

$$V_{12} = 0,6 \text{ V} + \left[ (6,8 - 0,6) \frac{4,84}{3,3 + 4,84} \right] \text{ V} - 0,6 \text{ V} = 3,69 \text{ V} . \quad (10.86)$$

Tensiunea aplicată în baza tranzistoarelor sursă de curent  $Q_{30}-Q_{34}$  este egală cu două căderi de tensiune directe de diodă. Căderea de tensiune pe rezistoarele de  $1,2 \text{ k}\Omega$   $R_{25}$ ,  $R_{20}$ ,  $R_{19}$  și  $R_{23}$  este deci egală cu o cădere de tensiune directă de diodă, ducând la o valoare a curentului de emitor de aproximativ  $0,5 \text{ mA}$ . Este important de observat că acești curenți au un coeficient de temperatură negativ de valoare mare, dat de:

$$\frac{dI}{dT} = \frac{d}{dT} \left[ \frac{V_{BE(on)}}{R} \right] = \frac{V_{BE(on)}}{R} \left[ \frac{1}{V_{BE(on)}} \frac{dV_{BE(on)}}{dT} - \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} \right] = \quad (10.87)$$

$$= \frac{V_{BE(on)}}{R} \left[ \frac{-2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}}{600 \text{ mV}} - 1500 \times 10^{-6} \right] \quad (10.88)$$

sau

$$\frac{1}{I} \frac{dI}{dT} = -4800 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C} . \quad (10.89)$$

Această sensibilitate față de temperatură compensează în mod parțial deriva cu temperatura a frecvenței centrale a oscilatorului controlat în tensiune care rezultă din dependența de temperatură a tensiunii  $V_{BE(on)}$ .

În continuare se va analiza detectorul de fază, a cărui schemă este prezentată în fig. 10.28. Dacă se neglijează curenții de bază ai tranzistoarelor  $Q_{21}$  și  $Q_{22}$  iar la intrare se aplică un semnal suficient mare astfel încât să comande tranzistoarele blocat-conducție, tensiunile care apar în bazele tranzistoarelor  $Q_{21}$  și  $Q_{22}$  pot lua una din următoarele valori:

$$V_H = 13 \text{ V} , \quad (10.90)$$

$$V_L = 13 \text{ V} - (I_{C11}) \times (6 \text{ k}\Omega) = 8,38 \text{ V} . \quad (10.91)$$

Amplitudinea semnalului dreptunghiular diferențial de la ieșire este deci de 4,62 V. Deoarece curentul  $I_{C11}$  are coeficientul de temperatură aproximativ egal și de semn contrar cu acela al rezistoarelor difuzate ( $R_{13} + R_{14} + R_{15}$ ), iar excursia de tensiune la ieșire este dată de produsul dintre valoarea acestui curent și rezistența  $R_1$  sau  $R_2$ , coeficientul net de temperatură al tensiunii de la ieșire este mic. Lanțurile de polarizare  $Q_{21}$ ,  $Q_{40}$ ,  $R_6$ ,  $R_8$  și  $Q_{22}$ ,  $Q_{41}$ ,  $R_9$ ,  $R_8$  au rolul de a deplasa nivelul de curent continuu al semnalului înainte de a ataca oscilatorul controlat în tensiune. Tensiunea din bazele tranzistoarelor  $Q_{35}$  și  $Q_{38}$  poate lua una din următoarele două valori:

$$V_H = (13 \text{ V} - V_{BE21} - V_{Z40}) \frac{R_8}{R_6 + R_8} , \quad (10.92)$$

$$= (13 \text{ V} - 0,6 \text{ V} - 6,2 \text{ V}) \frac{8,2}{8,2 + 1,25} = 5,38 \text{ V} , \quad (10.93)$$

$$V_L = (8,38 \text{ V} - V_{BE21} - V_{Z40}) \frac{R_8}{R_6 + R_8} = 1,37 \text{ V} . \quad (10.94)$$

Valoarea maximă a tensiunii diferențiale de la ieșirea detectorului de fază este deci de 4 V. Componenta de curent continuu a tensiunii diferențiale de la ieșire rezultă din relația 10.47:

$$V_{\text{mediu}} = -(4 \text{ V}) \left[ 1 - \frac{2\phi}{\pi} \right] \quad 0 < \phi < \pi , \quad (10.95)$$

$$= K_D \left[ \phi - \frac{\pi}{2} \right] \quad 0 < \phi < \pi . \quad (10.96)$$



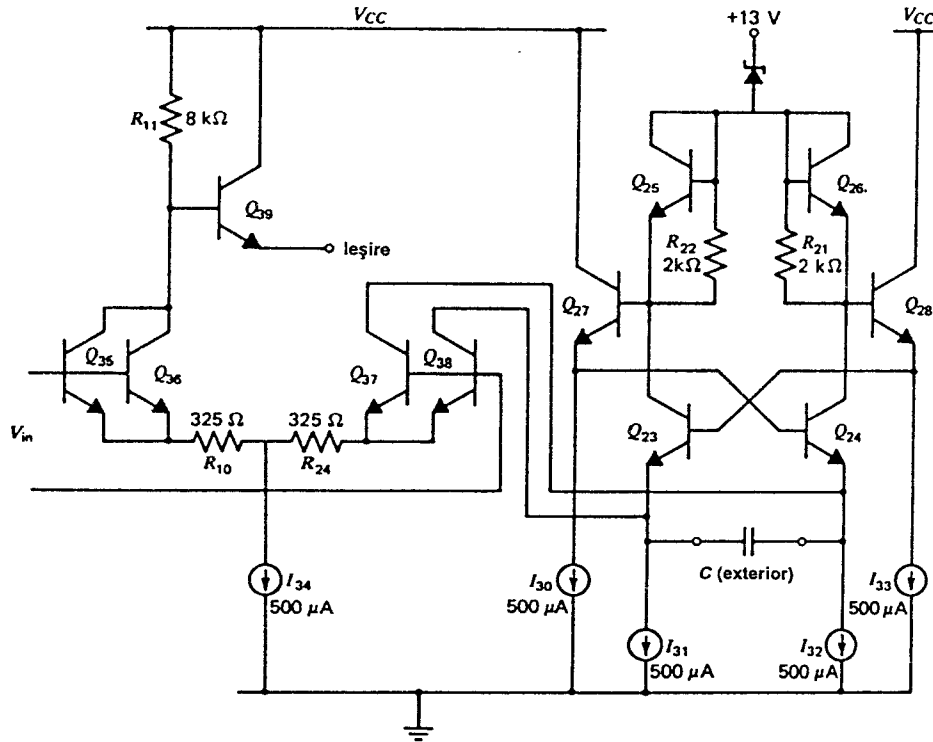


Fig. 10.29 Oscilatorul controlat în tensiune al circuitului PLL 560B.

Să trecem acum la analiza oscilatorului controlat în tensiune a cărei schemă este prezentată în fig. 10.29. Vom presupune la început că tensiunea diferențială de la intrare este nulă, astfel că prin toate cele patru tranzistoare cuplate în emitoare ( $Q_{35}$ – $Q_{38}$ ) trece același curent. Curenții de colector ai tranzistoarelor  $Q_{37}$  și  $Q_{38}$  sunt deci de  $125 \mu\text{A}$ , curentul total care curge prin emitoarele tranzistoarelor  $Q_{23}$  și  $Q_{24}$  fiind de  $625 \mu\text{A}$ .

Acest multivibrator cu cuplaj în emitoare a fost analizat anterior; frecvența de oscilație liberă este dată de expresia 10.77:

$$f_o = \frac{I}{4 C V_{BE(\text{on})}} \quad (10.102)$$

Presupunând că  $V_{BE(\text{on})}$  este de  $0,6 \text{ V}$  frecvența centrală a oscilatorului controlat în tensiune va fi dată de

$$f_o = \frac{625 \times 10^{-6}}{4 C \times 0,6} = \frac{0,26 \times 10^{-3}}{C} \quad (10.103)$$

Valoarea necesară a capacitorului  $C$ , exprimată în  $\mu\text{F}$ , pentru a se obține frecvența  $f_o$ , exprimată în  $\text{Hz}$ , este

$$C = \frac{260}{f_o} \mu\text{F} \quad (10.104)$$

Un aspect important al funcționării circuitului PLL îl constituie sensibilitatea frecvenței centrale față de temperatură. Folosind din nou (10.77) se obține

$$\frac{1}{f_o} \frac{df_o}{dT} = \frac{1}{I} \frac{dI}{dT} - \frac{1}{V_{BE}} \frac{dV_{BE}}{dT} - \frac{1}{C} \frac{dC}{dT} \quad (10.105)$$

Circuitul de polarizare care produce curenții  $I_{31}$ ,  $I_{32}$  și  $I_{34}$  a fost analizat la începutul acestei secțiuni determinându-se că

$$\frac{1}{I} \frac{dI}{dT} = \frac{1}{V_{BE}} \frac{dV_{BE}}{dT} - \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} \quad (10.106)$$

Înlocuind (10.106) în (10.105) se obține

$$\frac{1}{f_o} \frac{df_o}{dT} = -\frac{1}{R} \frac{dR}{dT} - \frac{1}{C} \frac{dC}{dT} \quad (10.107)$$

Presupunând că se utilizează un capacitor exterior cu un coeficient mic de temperatură, variația cu temperatura a frecvenței centrale este dată numai de variația cu temperatura a rezistoarelor difuzate din circuit. Rezistoarele difuzate au un coeficient de temperatură care este în mod uzual de ordinul a 1000—1500 ppm/°C. Această derivă destul de mare se poate reduce prin reproiectarea circuitului de polarizare astfel încât să compenseze variația cu temperatura a rezistoarelor.

Deoarece suma curenților de colector ai tranzistoarelor  $Q_{37}$  și  $Q_{38}$  poate varia între 0 și 250  $\mu A$ , curentul total de încărcare al capacitorului poate varia de la 500 la 750  $\mu A$ ; ca urmare frecvența OCT se poate modifica față de valoarea sa de centru cu  $\pm 20\%$ .

Privind tranzistoarele  $Q_{37}$  și  $Q_{38}$  ca fiind un singur tranzistor putem calcula raportul dintre curentul de ieșire de semnal mic care curge prin  $Q_{37}$ — $Q_{38}$  și tensiunea de intrare de semnal mic aplicată perechii cu cuplaj în emitoare:

$$\frac{i_o}{v_i} = \frac{1}{2} \left[ \frac{g_{m37-38}}{1 + g_{m37-38} R_{24}} \right] = \frac{1}{2} \frac{\frac{1}{104 \Omega}}{1 + \frac{1}{104 \Omega} 325 \Omega} = \frac{1}{2} \frac{1}{430 \Omega} \quad (10.108)$$

Jumătate din suma curenților de colector ai tranzistoarelor  $Q_{37}$ — $Q_{38}$  încarcă capacitorul la orice moment de timp așa că

$$\frac{dI}{dV_{in}} = \frac{1}{2} \frac{i_o}{v_i} = \frac{1}{2} \frac{1}{860 \Omega} \quad (10.109)$$

unde  $V_{in}$  este tensiunea de intrare pentru perechea  $Q_{35}$ — $Q_{38}$ , iar  $I$  este curentul care stabilește frecvența oscilatorului controlat în tensiune. Din (10.77) se găsește

$$\frac{df}{dI} = \frac{1}{4 C V_{BE(on)}} \quad (10.110)$$

Din expresiile 10.109 și 10.110 se obține

$$K_o = \frac{d\omega}{dV_{in}} = 2\pi \frac{df}{dI} \frac{dI}{dV_{in}} = \frac{1}{8} \frac{2\pi}{860 C V_{BE(on)}} \quad (10.111)$$

Înlocuind (10.77) în (10.111) rezultă

$$K_o = \frac{2\pi f_o}{1720I_o} \quad (10.112)$$

unde  $I_o = 625 \mu A$  este valoarea curentului  $I$  atunci când tensiunea  $V_{in} = 0$  iar frecvența  $f_o$  este, corespunzător, valoarea frecvenței oscilatorului controlat în tensiune, denumită frecvența de oscilație liberă.

Înlocuind valorile numerice în (10.112) se obține:

$$K_o = \frac{2\pi f_o}{1,08} \text{ rad/Vs} = 0,93 \omega_o \text{ rad/Vs} \quad (10.113)$$

în care  $f_o = \omega_o / 2\pi$ . Valoarea mărimii  $K_o$  depinde deci de frecvența de oscilație liberă a oscilatorului controlat în tensiune prin intermediul valorii capacitorului  $C$ , în conformitate cu expresia 10.111.

În acest punct analiza circuitului 560B este încheiată. Combinând valorile calculate pentru  $K_o$  și  $K_D$  se obține banda  $K_v$  a buclei pentru semnale mari la intrare:

$$K_v = K_D K_o = 2,55 \times 0,93 \omega_o \text{ s}^{-1} = 2,36 \omega_o \text{ s}^{-1}. \quad (10.114)$$

De observat că în acest caz  $A=1$ , deoarece tot câștigul din buclă a fost prins în  $K_o$  și  $K_D$ . Expresiile 10.114 și 10.68 arată că în condițiile în care nu sunt prezenți alți factori limitativi, bucla va fi capabilă să urmărească semnale purtătoare a căror frecvență ajunge să fie de 3,7 ori frecvența de oscilație liberă a oscilatorului controlat în tensiune. De fapt banda de urmărire va fi mult mai mică decât această valoare datorită faptului că în timp ce comparatorul de fază poate produce o tensiune de ieșire de maximum 4 V pentru o eroare de fază de  $90^\circ$ , convertorul tensiune-curent care comandă oscilatorul controlat în tensiune are o gamă liniară referită la intrare de numai aproximativ 250 mV. Ca urmare banda de urmărire este limitată de gama de variație a tensiunii de comandă a oscilatorului controlat în tensiune la circa  $\pm 25\%$  din frecvența de oscilație a acestuia.

O consecință importantă a valorii mari a lui  $K_v$  o constituie faptul că în cazul în care circuitul este folosit ca un circuit PLL de ordinul unu, fără nici o atenuare suplimentară în buclă, banda care se obține pentru funcționarea ca demodulator MF a circuitului PLL este într-adevăr mare. Banda poate fi micșorată la valoarea dorită prin folosirea unei bucle de ordinul doi, care pentru stabilitate are un zero în filtrul buclei.

În circuitul PLL 560B utilizatorul poate modifica gama de control a OCT, modificând astfel valoarea benzii de urmărire a PLL. Acest lucru se realizează prin controlarea curentului de polarizare al perechii cu cuplaj în emitoare  $Q_{35}-Q_{38}$ , care este de fapt curentul care determină variația frecvenței oscilatorului controlat în tensiune. Acest curent poate să fie mărit sau micșorat de către utilizator prin intermediul unor componente externe astfel că banda de urmărire devine controlabilă din exterior. Avantajul acestei metode de control a benzii de urmărire constă în faptul că se poate realiza valoarea dorită a câștigului  $K_v$  în mod independent de banda buclei.

Valoarea benzii buclei,  $K_v$ , poate fi controlată de utilizatorul circuitului PLL în mai multe moduri. Primul constă în plasarea în paralel cu  $R_1$  și  $R_2$  (vezi fig. 10.28) a unor rezistoare exterioare. În acest fel valoarea efectivă a rezistoarelor scade, ceea ce conduce la scăderea lui  $K_D$  și deci a lui  $K_v$ . Al doilea constă în utilizarea unui filtru care conține un zero.

Prezența zeroului permite plasarea polului filtrului buclei la o frecvență mult depărtată de banda buclei  $K_v$ , fără a avea în răspunsul în frecvență al buclei supracreșteri excesive.

### 10.5 SINTEZA FUNCȚIILOR NELINIARE

În sistemele electronice sunt adeseori necesare circuite cu o funcție de transfer arbitrară. De exemplu, pentru obținerea valorii efective, este necesară o caracteristică de transfer pătratică sau de forma rădăcină pătrată. Pentru generarea acestor tipuri de funcții neliniare, și încă a multor altor tipuri, se poate folosi<sup>8,9</sup> remarcabila și precisă caracteristică exponențială a tranzistorului bipolar

Fie circuitul prezentat în fig. 10.30a. Se poate scrie:

$$V_{BE1} + V_{BE2} - V_{BE3} - V_{BE4} = 0. \quad (10.115)$$

Neglijând curenții de bază și presupunând că toate tranzistoarele sunt în regiunea activă directă relația anterioară se rescrie

$$V_T \ln \frac{I_B}{I_{S1}} + V_T \ln \frac{I_i}{I_{S2}} - V_T \ln \frac{I_o}{I_{S3}} - V_T \ln \frac{I_o}{I_{S4}} = 0$$

obținându-se:

$$I_o = \sqrt{I_i} \sqrt{I_B} \sqrt{\frac{I_{S3} I_{S4}}{I_{S1} I_{S2}}}. \quad (10.116)$$

Acest circuit realizează deci o funcție de transfer de forma rădăcină pătrată, al cărei factor de scală este stabilit numai de către curentul de polarizare  $I_B$  (care poate constitui și un alt semnal de intrare) și de raportul ariilor tranzistoarelor. Nu există nici o dependență de prim ordin de tensiunea de alimentare și de temperatură.

În ceea ce privește sursa care dă curentul de intrare  $I_i$  se observă că ea trebuie să poată lucra pe un nivel de curent continuu de un  $V_{BE}$ , corespunzător tensiunii bază-emitor a tranzistorului  $Q_1$ .

Valoarea impedanței de intrare de semnal mic a circuitului este foarte mică datorită acțiunii buclei de reacție constituită din tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$ . Banda circuitului este de ordinul frecvenței  $f_T$  deoarece toate nodurile din circuit sunt de mică impedanță, capacitățile parazite având deci o influență mică.

Pentru circuitul prezentat în fig. 10.30b se poate scrie

$$V_{BE1} + V_{BE5} + V_{BE2} = V_{BE3} + V_{BE4} + V_{BE6} \quad (10.117)$$

obținându-se:

$$I_o = I_i^2 \frac{I_{B1}}{I_{B2}^2} \frac{I_{S3} I_{S4} I_{S6}}{I_{S1} I_{S5} I_{S2}} \quad (10.118)$$

Funcția de transfer realizată de acest circuit este deci de forma ridicare la pătrat, insensibilă la variațiile temperaturii și ale tensiunii de alimentare și de bandă foarte largă. Versiunile mai



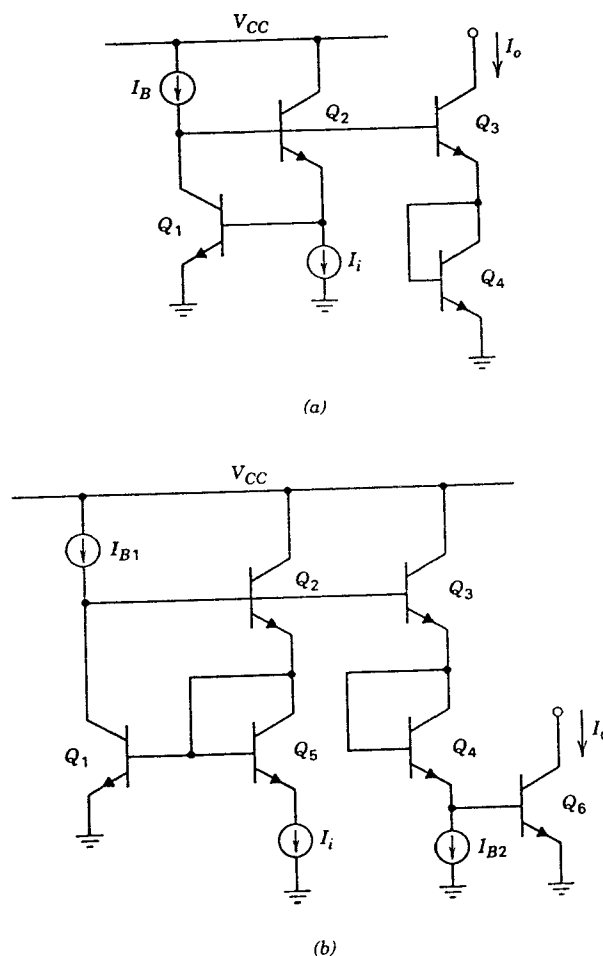


Fig. 10.30 Circuite bipolare care realizează funcții neliniare. (a) Rădăcină pătrată. (b) Ridicare la pătrat.

simple ale circuitului folosesc ca semnal de intrare curentul  $I_{B1}$ . În acest caz sursa de curent  $I_{B1}$  trebuie realizată ca o sursă activă *pnp* (sau o sursă PMOS în cazul unei tehnologii BiCMOS) ceea ce de obicei conduce la micșorarea benzii circuitului.

## PROBLEME

- 10.1 Să se determine caracteristica de transfer de curent continuu  $V_{out}(V_{in})$  a circuitului din fig. 10.31. Diodele Zener au o tensiune de străpungere de 6,2 V și o rezistență dinamică nulă. Pentru polarizarea directă tensiunea la borne a diodelor Zener este egală cu  $V_{BE(on)} = 0,6$  V.

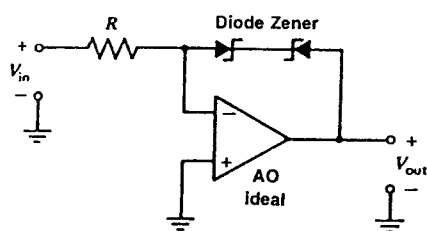


Fig. 10.31 Circuitul pentru Problema 10.1.

- 10.2 Să se determine și să se schițeze caracteristica de transfer de curent continuu  $V_{out}(V_{in})$  a circuitului din fig. 10.32. Se va lua  $V_{BE(on)} = 0,6$  V. Se vor verifica rezultatele prin simulare cu SPICE. Pentru tranzistor se va lua  $I_S = 10^{-16}$  A. Amplificatorul operațional se va modela printr-o sursă de tensiune controlată în tensiune având un câștig de 10000.

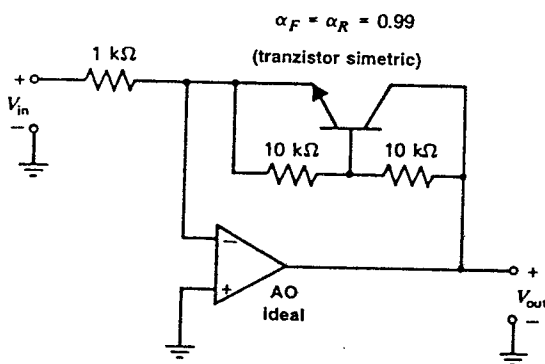


Fig. 10.32 Circuitul pentru Problema 10.2.

- 10.3 Să se determine și să se schițeze caracteristica de transfer de curent continuu  $V_{out}(V_{in})$  a circuitului din fig. 10.33.

- 10.4 Să se schițeze caracteristica de transfer de curent continuu,  $I_{out}$  în funcție de  $V_2$ , în cazul multiplicatorului Gilbert din fig. 10.9, pentru următoarele valori ale tensiunii  $V_1$ :  $0,1V_T$ ,  $0,5V_T$  și  $V_T$ .

- 10.5 Pentru perechea cu cuplaj în emitoare din fig. 10.6 să se determine mărimea semnalului de curent continuu diferențial de la intrare, pentru care panta caracteristicii de transfer diferă cu 1% de panta aceleiași caracteristici în origine.

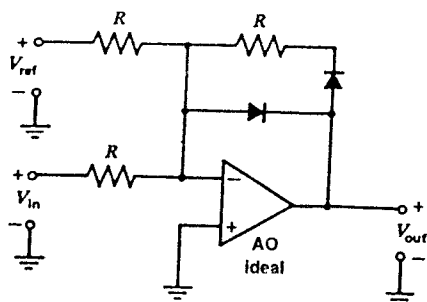


Fig. 10.33 Circuitul pentru Problema 10.3.

- 10.6 Să presupunem că perechii cu cuplaj în emitoare din fig. 10.6 i se aplică la intrare o tensiune sinusoidală. Care este valoarea maximă permisă pentru amplitudinea semnalului sinusoidal, astfel încât amplitudinea la ieșire a armonicei a treia să fie mai mică de 1% din aceea a fundamentalei?
- Pentru rezolvarea problemei caracteristica de transfer a perechii cu cuplaj în emitoare se va aproxima prin primii doi termeni ai dezvoltării în serie Taylor ai funcției  $\tanh$ . Se va presupune apoi că toate celelalte armonici din semnalul de la ieșire sunt neglijabile și că semnalul de la ieșire este dat aproximativ de

$$I_{out} = I_o (\sin \omega_o t + \delta \sin 3 \omega_o t)$$

unde  $\delta$  este amplitudinea relativă față de fundamentală a armonicei a treia. Se vor verifica rezultatele prin simulare cu SPICE. Folosind SPICE se va determina factorul de distorsiuni de armonica a treia la ieșire în condițiile în care tensiunea sinusoidală aplicată la intrare are aceeași amplitudine, iar fiecărui tranzistor i se adaugă în emitor câte un rezistor  $R_E$  astfel încât  $I_{E1}R_E = I_{E2}R_E = 100 \text{ mV}$ .

- 10.7 Să se determine tensiunea de offset la intrare în cazul cel mai defavorabil pentru convertorul tensiune-curent din fig. 10.34. Se va presupune că amplificatorul operațional este ideal, că neîmperecherea rezistoarelor este de  $\pm 0,3\%$  și că aceea a tranzistoarelor (în  $I_S$ ) este de  $\pm 2\%$ . Se vor neglija curenții de bază. Folosind SPICE se va determina factorul de distorsiuni de armonica a doua și a treia la ieșire, pentru o excitație sinusoidală la intrare de 20 V vârf la vârf. Pentru tranzistoare se va lua  $I_S = 10^{-16} \text{ A}$ . Amplificatorul operațional se va modela printr-o sursă de tensiune controlată în tensiune având un câștig de 10000.

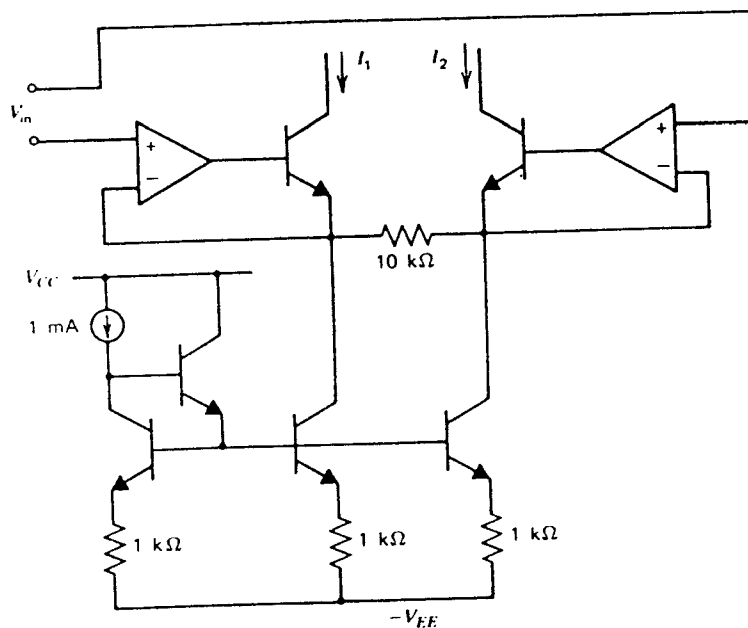


Fig. 10.34 Circuitul pentru Problema 10.7. Toate amplificatoarele operaționale sunt ideale.

- 10.8 Să se determine caracteristica de transfer de curent continuu a circuitului din fig. 10.35. Se va presupune că multiplicatorul este caracterizat de relația  $Z=0,1XY$ .

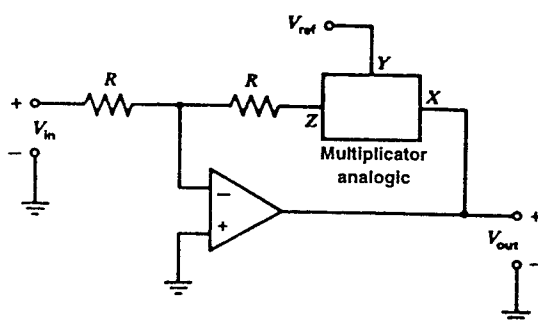


Fig. 10.35 Circuitul pentru Problema 10.8. Amplificatorul operațional este ideal.

- 10.9 Un circuit PLL are frecvența centrală de  $10^5$  rad/s,  $K_O$  de  $10^2$  rad/Vs și  $K_D$  de 1 V/rad. În buclă nu mai există alt câștig. Să se determine banda buclei pentru o configurație de primul ordin. Presupunând că se utilizează un filtru cu un singur pol să se determine poziția polului astfel încât polii circuitului PLL să se afle pe raze vectoriale care fac cu axa reală negativă un unghi de  $45^\circ$ .
- 10.10 Pentru circuitul PLL din Problema 10.9 să se proiecteze un filtru cu un zero care dă o valoare a pulsației la care câștigul buclei devine unitar, de 100 rad/s. Defazajul introdus de buclă la aceeași pulsație va fi de  $-135^\circ$ .
- 10.11 Să se estimeze gama de captură a circuitului PLL din Problema 10.10 presupunând că nu este artificial limitată de gama de frecvență a oscilatorului controlat în tensiune.
- 10.12 Un demodulator MF, care folosește circuitul 560B, are o frecvență centrală de 2 kHz și este realizat ca o buclă de ordinul unu. Semnalul de la intrare variază între 1,95 kHz și 2,05 kHz, cu o frecvență de 200 Hz, tranziția între cele două valori ale frecvenței fiind instantanee. Să se schițeze forma de undă a tensiunii demodulate de la ieșire.
- 10.13 Să se proiecteze un oscilator controlat în tensiune pe baza circuitului indicat în fig. 10.26a. Frecvența centrală va fi de 10 kHz. Se vor utiliza următoarele valori:  $C=0,01 \mu\text{F}$ ,  $V_{CC}=5 \text{ V}$ ,  $\beta=100$ ,  $I_S=10^{-16} \text{ A}$ . Frecvența trebuie să varieze într-un raport de 2:1 pentru o variație a tensiunii de intrare  $\Delta V_{in}=200 \text{ mV}$ . Se vor determina valorile tuturor rezistoarelor și valoarea de curent continuu a tensiunii  $V_{in}$ . Folosind SPICE se va verifica proiectarea realizată și se va trasa graficul dependenței frecvenței de oscilație de tensiunea  $V_{in}$ .
- 10.14 Folosind metodele descrise în Secțiunea 10.5 să se proiecteze un circuit cu o caracteristică de transfer  $I_o = K I_i^{3/2}$  pentru  $I_i \geq 0$ . Tensiunile de curent continuu de la intrare și de la ieșire trebuie să fie  $\leq V_{BE}$ , respectiv  $2V_{BE}$ . Curentul de ieșire  $I_o$  trebuie să aibă valoarea de  $100 \mu\text{A}$  pentru  $I_i=100 \mu\text{A}$ . Tensiunea de alimentare disponibilă este  $V_{CC}=5 \text{ V}$ . Pentru tranzistor se va lua  $\beta=100$  și  $I_S=10^{-17} \text{ A}$ . Se va folosi SPICE pentru verificarea proiectării realizate. Apoi se va examina efectul dat de faptul că rezistențele  $r_b$  și  $r_e$  au valori finite egale cu  $200 \Omega$ , respectiv  $2 \Omega$ .

- 10.15 Să se arate că circuitul CMOS a cărei schemă este prezentată în fig. 10.36 realizează o caracteristică de transfer  $I_o(V_i)$  de forma ridicare la pătrat dacă se presupune că tranzistorul cu efect de câmp are o caracteristică pătratică. Se va determina intervalul de variație a tensiunii  $V_i$  pentru care circuitul realizează această caracteristică. (Se aplică analiza de curent continuu din Secțiunea 9.6.2).

Datele tranzistoarelor sunt:  $\mu_n C_{ox} = 60 \mu\text{A}/\text{V}^2$ ,  $\mu_p C_{ox} = 20 \mu\text{A}/\text{V}^2$ ,  $V_{in} = 0,7 \text{ V}$ ,  $V_{ip} = -0,7 \text{ V}$ ,  $\gamma = 0$  și  $\lambda = 0$ . Raportul  $W/L$  este pentru tranzistoarele PMOS de 60 iar pentru tranzistoarele NMOS de 20.

Rezultatele obținute se vor verifica prin trasarea grafică și evaluarea caracteristicii de transfer de curent continuu folosind SPICE. Apoi se va aplica la intrare o tensiune  $V_i$  sinusoidală, în interiorul limitelor de valabilitate a caracteristicii pătratice și se vor calcula prima și a doua armonică a curentului  $I_o$ ; se va comenta rezultatul.

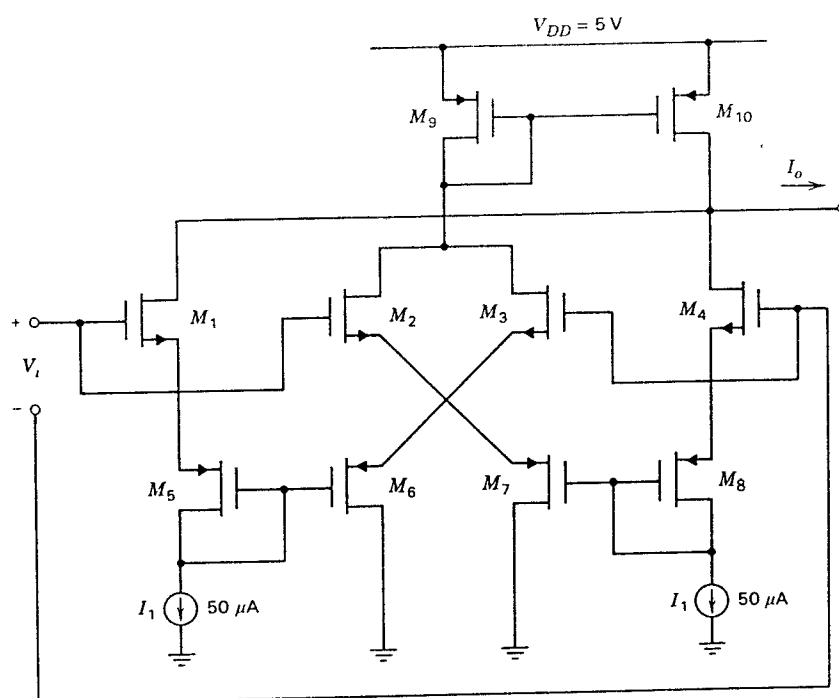


Fig. 10.36 Circuitul CMOS care realizează o funcție de transfer de forma ridicare la pătrat.

## BIBLIOGRAFIE

1. G.E. Tobey, J.G. Graeme și L.P. Huelsman. *Operational Amplifiers*, McGraw-Hill, New York, 1971.
2. B. Gilbert. "A Precise Four-Quadrant Multiplier with Subnanoseconds Response", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-3, pp. 365—373, December 1968.

3. B. Gilbert. "A New High-Performance Monolithic Multiplier Using Active Feedback", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-9, pp. 364—373, December 1974.
4. F.M. Gardner. *Phase-Lock Techniques*, Wiley, New-York, 1966.
5. A.B. Grebene și H.R. Camenzind. "Frequency Selective Integrated Circuits Using Phase-Locked Techniques", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-4, pp. 216—225, August 1969.
6. *Applications of Phase-Locked Loops*, Signetics Corporation, 1974.
7. M. Soyuer și R.G. Meyer. "Frequency Limitations of a Conventional Phase-Frequency Detector", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-25, pp. 1019—1022, August 1990.
8. B. Gilbert. "General Technique for N-Dimensional Vector Summation of Bipolar Signals", *Electronic Letters*, Vol. 12, pp. 504—505, September 16, 1976.
9. E. Seevinck. *Analysis and Synthesis of Translinear Integrated Circuits*, Elsevier, Amsterdam, 1988.

## ZGOMOTUL ÎN CIRCUITELE INTEGRATE

### 11.1 INTRODUCERE

În acest capitol se tratează efectele determinate de *zgomotul electric* în circuitele integrate. Se discută numai acele forme de zgomot care își au sursa în micile fluctuații de curent sau tensiune generate de dispozitiv chiar în el însuși; se lasă la o parte zgomotele care rezultă prin captarea unor semnale generate de diverse surse externe, cu toate că și aceste zgomote pot constitui o problemă în cazul circuitelor cu câștig mare. Existența zgomotului constituie o consecință fundamentală a faptului că sarcina electrică nu este continuă, transportul ei realizându-se în mod aleator, în cantități discrete, egale cu sarcina electronului. Rezultă că zgomotul este asociat direct proceselor fundamentale din componentele circuitelor integrate.

Studiul zgomotului este important deoarece zgomotul impune limita inferioară a valorii unui semnal electric care mai poate fi amplificat de un circuit fără o deteriorare semnificativă a calității semnalului. Tot din considerente de zgomot rezultă și limita superioară a valorii câștigului unui amplificator (dacă câștigul este mărit prea mult, etajele de ieșire ale amplificatorului vor începe să limiteze, se taie sau se saturează, din cauza amplificării zgomotului dat de etajele de intrare.

În acest capitol se descriu diversele surse de zgomot electronic care apar în dispozitivele uzuale, dându-se și circuite echivalente care conțin generatoare de zgomot. De asemenea se ilustrează metodele de analiză a circuitelor care au ca semnale de intrare generatoare de zgomot; se face o analiză de zgomot a unor circuite complexe cum ar fi, de exemplu, amplificatoarele operaționale și sunt examinate metodele de analiză cu calculatorul a zgomotului.

În final se descriu câteva metode uzuale de specificare a performanțelor de zgomot ale unui circuit.

## 11.2 SURSE DE ZGOMOT

### 11.2.1 Zgomotul de alic<sup>1,2,3,4</sup>

Zgomotul de alic<sup>\*</sup> este prezent în diodele și tranzistoarele bipolare, fiind asociat întotdeauna cu trecerea unui curent continuu. Pentru a explica originea zgomotului de alic se va considera dioda din fig. 11.1a și concentrațiile corespunzătoare de purtători din diodă, pentru cazul polarizării directe, indicate în fig. 11.1b. După cum s-a arătat în Capitolul 1, în regiunea golită există un câmp electric, iar între regiunea de tip  $n$  și cea de tip  $p$  există o diferență de potențial ( $\phi_0 - V$ ),  $\phi_0$  fiind diferența de potențial internă iar  $V$  tensiunea directă aplicată diodei. Curentul direct prin diodă,  $I$ , se compune din gurile din zona  $p$  și electronii din zona  $n$  care au suficientă energie pentru a învinge bariera de potențial de la joncțiune. Odată ce purtătorii au traversat joncțiunea, ei difuzează mai departe ca purtători minoritari.

Trecerea fiecărui purtător peste joncțiune este un eveniment pur aleator (dependent de faptul că purtătorul are atât o energie suficientă cât și o viteză îndreptată spre joncțiune). Deci curentul din circuitul exterior,  $I$ , care apare ca fiind constant este, de fapt, compus dintr-un număr mare de pulsuri de curent aleatoare, independente. Dacă se vizualizează curentul cu un osciloscop sensibil imaginea apare ca în fig. 11.2, unde  $I_D$  este curentul mediu.

Fluctuațiile curentului  $I$  sunt denumite *zgomot de alic*. În general se specifică variația pătratică medie (față de valoarea medie). Această variație se notează  $\overline{i^2}$ :

$$\overline{i^2} = \overline{(I - I_D)^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T (I - I_D)^2 dt. \quad (11.1)$$

Se poate arăta că în cazul unui curent  $I$  compus dintr-o serie de pulsuri aleatoare, independente, cu o valoare medie  $I_D$ , rezultă un curent de zgomot care are o valoare pătratică medie

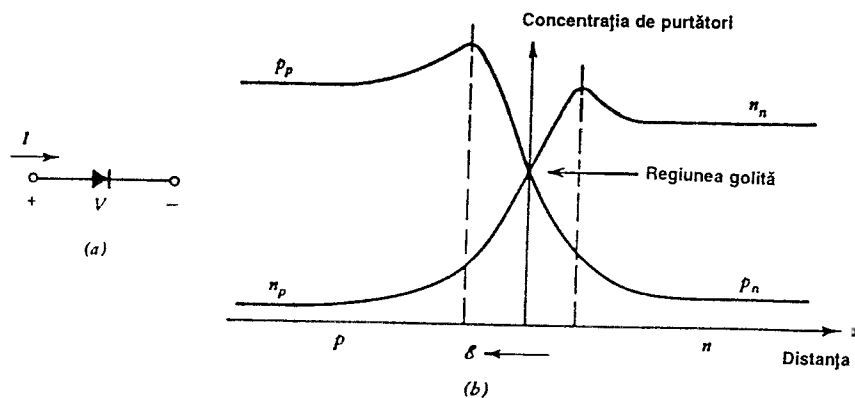


Fig. 11.1 (a) Joncțiunea  $pn$  polarizată direct. (b) Concentrațiile de purtători în joncțiune (desenul nu este la scară).

<sup>\*</sup> Shot noise, în literatura de limbă engleză (n.t.).



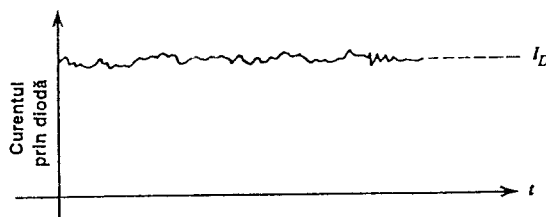


Fig. 11.2 Curentul  $I$  prin diodă, în funcție de timp (desenul nu este la scară).

$$\overline{i^2} = 2qI_D\Delta f \quad (\text{A}^2) \quad (11.2)$$

unde  $q$  este sarcina electronului ( $1,6 \times 10^{-19}$  C), iar  $\Delta f$  banda de frecvență exprimată în Hz.

Această relație arată că valoarea pătratică medie a curentului de zgomot este *direct* proporțională cu banda  $\Delta f$  (exprimată în Hz) în care are loc măsurarea. Ca urmare se poate defini o *densitate spectrală* a curentului de zgomot  $\overline{i^2}/\Delta f$  (se măsoară în  $\text{A}^2/\text{Hz}$ ), care este *independentă* de frecvență. Zgomotul care are un astfel de spectru este denumit adeseori *zgomot alb*. Deoarece zgomotul este un semnal pur aleator, *valoarea sa instantanee* nu poate fi prezisă pentru nici o valoare a timpului. Singura informație disponibilă pentru a fi utilizată în calculele de circuit se referă la *valoarea pătratică medie* a zgomotului dată de (11.2). În expresia 11.2 banda  $\Delta f$  este determinată de circuitul în care acționează sursa de zgomot.

Expresia 11.2 este valabilă până la frecvențe comparabile cu  $1/\tau$ , unde  $\tau$  este timpul de trecere a purtătorilor prin regiunea golită. Pentru majoritatea dispozitivelor electronice utilizate curent  $\tau$  este extrem de mic și ca urmare expresia 11.2 este exactă până la frecvențe de ordinul GHz. Densitatea spectrală a curentului de zgomot de alicie în funcție de frecvență pentru o diodă este indicată în fig. 11.3; rezultatul s-a obținut presupunând că trecerea fiecărui purtător prin regiunea golită produce un impuls de curent dreptunghiular de lățime  $\tau$ .

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze zgomotul de alicie corespunzător unui curent de 1 mA, care trece printr-o diodă, într-o bandă de 1 MHz.

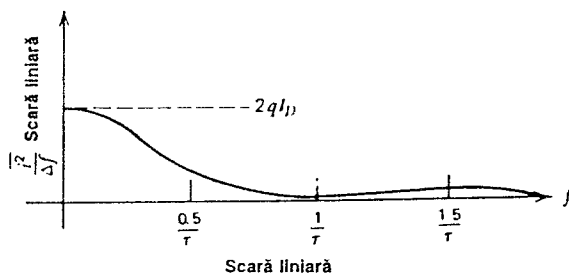


Fig. 11.3 Densitatea spectrală a zgomotului de alicie într-o diodă caracterizată de un timp de tranziț  $\tau$  (desenul nu este la scară).

Din 11.2 se obține

$$\overline{i^2} = 2 \times 1,6 \times 10^{-19} \times 10^{-3} \times 10^6 \text{ A}^2 = 3,2 \times 10^{-16} \text{ A}^2$$

deci

$$i = 1,8 \times 10^{-8} \text{ A}_{\text{ef}}$$

unde  $i$  reprezintă valoarea medie eficace a curentului de zgomot. ■

Efectul zgomotului de alicie se poate reprezenta în circuitul echivalent de semnal mic, de joasă frecvență al unei diode prin includerea în paralel cu dioda a unui generator de curent (vezi fig. 11.4). Deoarece acest semnal de zgomot are o fază aleatoare și este definit exclusiv în termeni de valoare pătratică medie, generatorul de zgomot din fig. 11.4 nu are polaritate. Deci săgeata de la sursa de curent din fig. 11.4 nu are de fapt semnificație, fiind inclusă numai pentru a putea identifica generatorul ca sursă de curent. Această procedură va fi utilizată în tot acest capitol în care ne ocupăm numai de generatoare de zgomot *independente*, având o fază aleatoare.

Curentul de zgomot produs prin mecanismul de zgomot de alicie are o amplitudine care variază aleator în timp, specificarea acestei amplitudini fiind posibilă numai printr-o funcție de *densitate de probabilitate*. Se poate arăta că distribuția de amplitudine a zgomotului de alicie este gaussiană. Dependența densității de probabilitate  $p(I)$  a curentului prin diodă, în funcție de curentul prin diodă este indicată în fig. 11.5 (desenul nu este la scară). Probabilitatea ca valoarea curentului diodei să fie cuprinsă între  $I$  și  $(I+dI)$ , pentru orice valoare a timpului, este dată de  $p(I)dI$ . Dacă deviația standard a distribuției gaussiene este  $\sigma$  amplitudinea curentului prin diodă este cuprinsă în intervalul  $I_D \pm \sigma$  pentru 68% din timp. Prin definiție, deoarece mărimea  $\sigma^2$  este valoarea pătratică medie a mărimii  $(I - I_D)$ , din (11.1) rezultă

$$\sigma^2 = \overline{i^2}$$

care ținând cont de (11.2) devine:

$$\sigma = \sqrt{2qI_D \Delta f} \quad (11.3)$$

Se observă că, teoretic, amplitudinea zgomotului poate avea valori pozitive sau negative care tind spre infinit. Totuși deoarece probabilitatea scade foarte repede odată cu creșterea amplitudinii ca limită efectivă pentru amplitudinea zgomotului se ia  $\pm 3\sigma$ . Amplitudinea semnalului de zgomot se află între aceste limite pentru 99,7 % din timp. (O scurtă descriere a distribuției gaussiene este dată în *Anexa A.3.1 a Capitolului 3*).

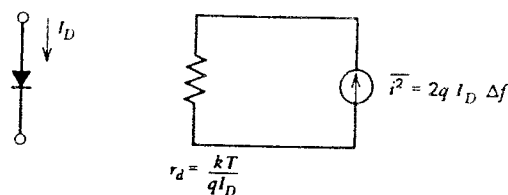


Fig. 11.4 Circuitul echivalent de semnal mic, care include zgomotul, pentru o diodă semiconductoră.

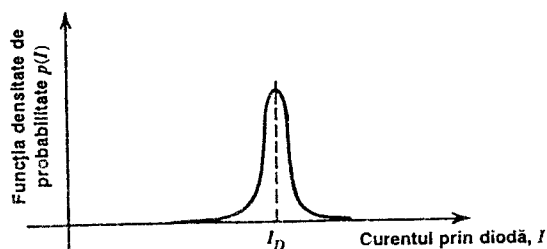


Fig. 11.5 Funcția densitate de probabilitate pentru curentul prin diodă,  $I$  (desenul nu este la scară).

Este important de observat că o dependență de frecvență a zgomotului de forma aceeași indicate în fig. 11.3 este determinată de natura aleatoare a trecerii peste joncțiunea  $pn$  a golurilor și electronilor. Pentru a justifica această observație să considerăm situația în care toți purtătorii ar trece peste joncțiune în mod uniform, la intervale de timp egale. Deoarece fiecare purtător are o sarcină de  $1,6 \times 10^{-19}$  C, un curent de 1 mA ar fi format din impulsuri de curent care se succed la un interval de  $1,6 \times 10^{-16}$  s. Analiza Fourier a unei astfel de forme de undă conduce la spectrul din fig. 11.6, care indică o valoare medie (sau de curent continuu)  $I_D$  și armonice care se plasează la multipli de  $1/\Delta t$ , unde  $\Delta t$  este perioada formei de undă, egală cu  $1,6 \times 10^{-16}$  s. Deci frecvența primei armonice va fi  $6 \times 10^6$  GHz, mult depărtată de gama de frecvențe de lucru a dispozitivului. Rezultă că în gama normală de frecvențe de lucru caracterul discontinuu al curgerii curentului *nu contribuie la zgomot*.

### 11.2.2 Zgomotul termic<sup>1,3,5</sup>

Zgomotul termic este generat printr-un mecanism complet diferit de acela al zgomotului de alicie. În rezistoarele convenționale el este determinat de mișcarea termică aleatoare a electronilor nefiind afectat de prezența sau absența unui curent continuu, deoarece viteza tipică pe care o capătă un electron care se mișcă într-un conductor sub influența câmpului electric este mult mai mică decât viteza sa termică. Deoarece această sursă de zgomot este datorată mișcării termice a electronilor, este de așteptat ca ea să depindă de temperatura absolută  $T$ . Într-adevăr zgomotul termic este direct proporțional cu  $T$  (nu ca zgomotul de alicie, care este *independent* de  $T$ ); când  $T$  tinde spre zero zgomotul termic tinde și el spre zero.

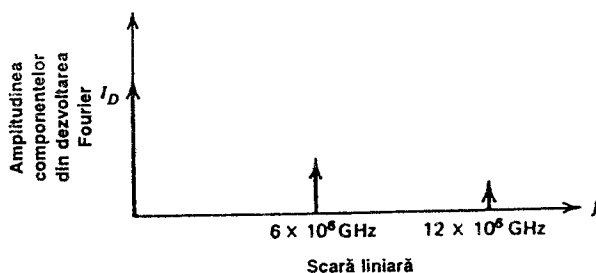


Fig. 11.6 Spectrul zgomotului de alicie, în cazul în care se presupune o curgere uniformă a purtătorilor.

Se poate arăta că zgomotul termic într-un rezistor  $R$  se poate reprezenta printr-un generator de tensiune  $\overline{v^2}$  conectat în serie cu rezistorul (vezi fig. 11.7a) sau printr-un generator de curent  $\overline{i^2}$  conectat în paralel cu rezistorul (vezi fig. 11.7b).

Aceste două reprezentări sunt echivalente, valorile generatoarelor fiind date de următoarele expresii:

$$\overline{v^2} = 4kTR\Delta f, \quad (11.4)$$

$$\overline{i^2} = 4kT \frac{1}{R} \Delta f \quad (11.5)$$

unde  $k$  este constanta lui Boltzmann. La temperatura camerei  $4kT = 1,66 \times 10^{-20}$  VC.

Expresiile 11.4 și 11.5 arată că densitatea spectrală a zgomotului este *independentă* de frecvență, fapt valabil pentru zgomotul termic până la frecvențe de  $10^{13}$  Hz; rezultă că și zgomotul termic este o sursă de zgomot alb.

De observat că expresia 11.5 a generatorului echivalent Norton se poate obține din expresia 11.4:

$$\overline{i^2} = \frac{\overline{v^2}}{R^2}. \quad (11.6)$$

Pentru zgomotul termic o *valoare util de ținut minte* este valoarea densității sale spectrale, pentru cazul unei rezistențe de 1 k $\Omega$  aflată la temperatura camerei (300 K),  $\overline{v^2}/\Delta f \approx 16 \times 10^{-18}$  V<sup>2</sup>/Hz. Ea se scrie în valori eficace ca  $v \approx 4$  nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  unde exprimarea nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  este utilizată pentru a accentua faptul că valoarea medie efectivă a tensiunii de zgomot variază cu *rădăcina pătrată* a benzii de frecvență. O altă echivalență utilă este aceea dintre generatorul de curent de zgomot termic pentru a rezistență de 1 k $\Omega$  la temperatura camerei și zgomotul de alicie dat de un curent continuu de 50  $\mu$ A.

Zgomotul termic descris anterior este un fenomen fizic fundamental prezent în *orice* rezistor liniar pasiv. Această categorie de rezistoare include rezistoarele convenționale, rezistența de radiație a antenelor, difuzoarele, microfoanele. În cazul difuzoarelor și microfoanelor sursa de zgomot o constituie mișcarea termică a moleculelor de aer. În cazul antenelor sursa de zgomot este dată de radiația de corp negru a obiectului spre care este îndreptată antena. În toate aceste cazuri (11.4) și (11.5) dau valoarea pătratică medie a zgomotului.

Distribuția de amplitudine a zgomotului termic este și ea gaussiană. Deoarece atât zgomotul de alicie cât și zgomotul termic au un spectru de frecvențe plat și o distribuție gaussiană a amplitudinii, îndată ce sunt introduse într-un circuit nu mai pot fi deosebite între ele.

Forma de undă a unui zgomot de alicie sau a unui zgomot termic combinat cu un semnal sinusoidal care are aceeași putere ca și zgomotul este dată în fig. 11.21.

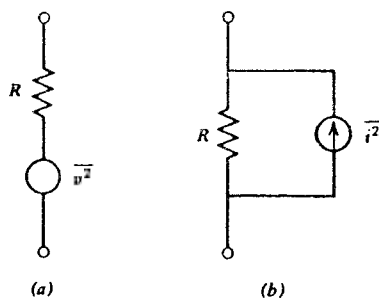


Fig. 11.7 Reprezentări echivalente ale zgomotului termic.

### 11.2.3 Zgomotul de licărire (zgomotul $1/f$ )<sup>6,7,8</sup>

Zgomotul de licărire\* este un tip de zgomot care se întâlnește în toate dispozitivele active și în unele componente pasive discrete cum ar fi, de exemplu, rezistoarele cu carbon. Proveniența zgomotului de licărire este variată. În tranzistoarele bipolare zgomotul de licărire este determinat în principal de trapele, asociate diversilor contaminanți și defectelor cristalului, existente în regiunea golită emitor-bază. Aceste trape captează și eliberează purtătorii de sarcină în mod aleator. Valoarea constantelor de timp asociate procesului de captare și eliberare a purtătorilor face ca zgomotul care ia naștere să aibă energia concentrată la frecvențe joase.

Zgomotul de licărire este asociat întotdeauna cu trecerea unui curent continuu. Densitatea sa spectrală este de forma

$$\bar{i}^2 = K_1 \frac{I^a}{f^b} \Delta f \quad (11.7)$$

unde

- $\Delta f$  este o bandă de valoare mică, centrată pe frecvența  $f$ ,
- $I$  — curentul continuu,
- $K_1$  — o constantă pentru un dispozitiv dat,
- $a$  — o constantă cu valoarea cuprinsă în intervalul 0,5—2,
- $b$  — o constantă cu valoarea aproximativ unitară.

Dacă în (11.7)  $b=1$ , densitatea spectrală a zgomotului are o dependență de frecvență de forma  $1/f$  (după cum se prezintă în fig. 11.8), dependență care justifică de altfel și cealaltă denumire utilizată pentru acest tip de zgomot: „zgomot  $1/f$ ”. Această dependență arată că zgomotul de licărire va avea efectul cel mai important la frecvențe joase; totuși în dispozitivele care au un nivel ridicat al zgomotului de licărire această sursă de zgomot poate să fie dominantă chiar până la frecvențe de ordinul MHz.

Anterior s-a menționat că zgomotul de licărire există numai în asocieri cu trecerea unui curent continuu prin dispozitiv. Deci, de exemplu, într-un rezistor cu carbon, zgomotul de licărire va exista numai dacă prin rezistor trece un curent continuu (zgomotul termic există însă întotdeauna nefiind afectat de prezența curentului continuu, atât timp cât temperatura dispozitivului rămâne constantă). Rezultă că rezistoarele cu carbon se vor putea utiliza, ca elemente externe, în circuitele integrate de zgomot mic și joasă frecvență cu condiția ca prin ele să nu treacă un curent continuu. Dacă în aplicația respectivă de zgomot mic prin rezistoarele externe

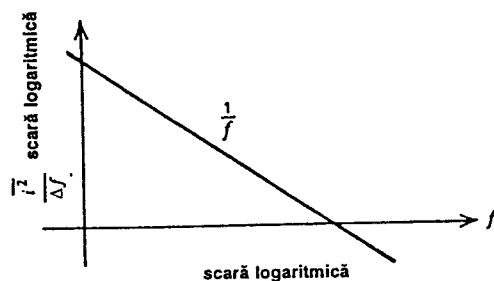


Fig. 11.8 Densitatea spectrală a zgomotului de licărire în funcție de frecvență.

\* *Flicker noise* în literatura de limbă engleză (n.t.).

trebuie să treacă un curent continuu se vor utiliza rezistoare cu strat metalic care nu au zgomot de licărire.

În secțiunile precedente din acest capitol am văzut că zgomotul de alicie și zgomotul termic au valori pătratic medii bine definite care se pot exprima în funcție de intensitatea curentului continuu, respectiv de rezistență și de un anumit număr de constante fizice bine cunoscute. Pentru zgomotul de licărire situația se schimbă: expresia 11.7 care dă valoarea sa medie pătratică conține o constantă necunoscută  $K_1$ . Această constantă, în afară de faptul că variază cu ordine de mărime de la un tip de dispozitiv la altul, poate varia foarte mult și pentru diferite exemplare de tranzistoare sau circuite integrate care provin din aceeași plachetă de siliciu și care au parcurs același proces de fabricație. Această comportare se datorează dependenței zgomotului de licărire de contaminare și imperfecțiunile cristalului, factori care pot varia întâmplător chiar pe aceeași bucată de siliciu. Experimentările au arătat că, chiar în aceste condiții, precizarea parametrilor medii sau tipici pentru zgomotul de licărire al unor circuite integrate realizate printr-un proces dat este totuși posibilă prin determinarea unei valori tipice pentru  $K_1$  prin măsurători efectuate asupra unui număr mare de dispozitive realizate prin același proces<sup>9</sup>. O ultimă caracteristică de interes a zgomotului de licărire este distribuția sa de amplitudine care, după cum arată și măsurătorile, adeseori nu este gaussiană.

#### 11.2.4 Zgomotul de explozie<sup>\*</sup> („zgomot de floricele“)

Zgomotul de explozie<sup>\*</sup> este un alt tip de zgomot de joasă frecvență întâlnit în circuitele integrate și în tranzistoarele discrete. Originea acestui zgomot nu este pe deplin lămurită, deși s-a arătat că el este legat de prezența contaminării cu ioni ai metalelor grele. Dispozitivele dopate cu aur prezintă un nivel foarte ridicat al zgomotului de explozie.

Vizualizarea cu osciloscopul a formei de undă a acestui tip de zgomot pune în evidență rafale de zgomot pe un număr de nivele discrete (două sau mai multe) după cum se indică în fig. 11.9, formă care îi explică de altfel și numele. Frecvența de repetiție a acestor impulsuri de zgomot este obicei în gama audio (câțiva kHz, sau mai puțin) și produc, redactate printr-un difuzor, un sunet ca o pocnitură. De aici a rezultat pentru acest tip de zgomot și numele de „zgomot de floricele de porumb“ (*popcorn noise*).

Densitatea spectrală a zgomotului de explozie este de forma

$$\overline{i^2} = K_2 \frac{I^c}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \Delta f \quad (11.8)$$

unde

$K_2$  este o constantă pentru un dispozitiv dat,

$I$  — curentul continuu,

$c$  — o constantă cu valoarea cuprinsă în domeniul 0,5—2,

$f_c$  — o valoare particulară a frecvenței pentru un proces dat.

<sup>\*</sup> *Burst noise, popcorn noise* în literatura de limbă engleză. Alte denumiri folosite în românește, în afara celei de zgomot de explozie, sunt: zgomot în rafale, zgomot de tip salvă, zgomot de floricele (n.t.).

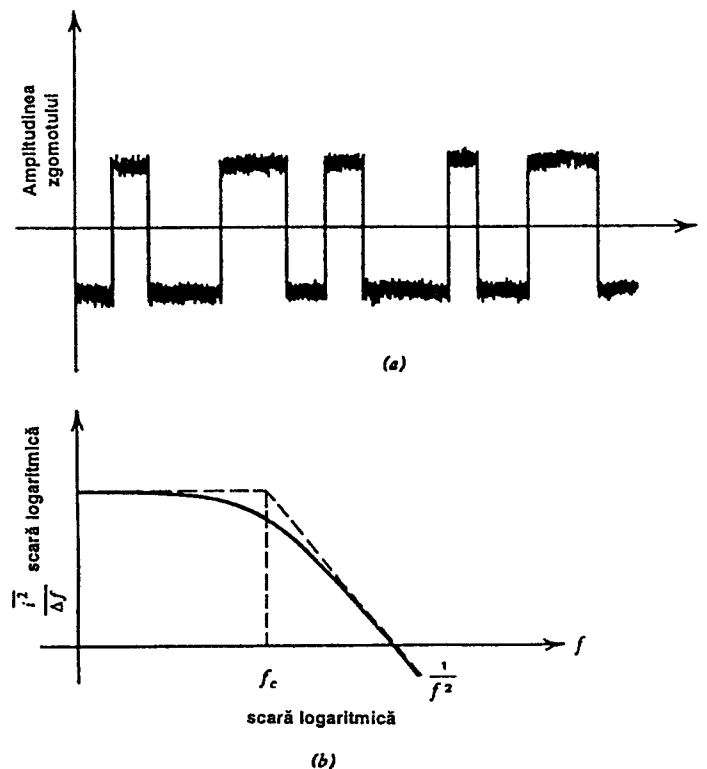


Fig. 11.9 (a) Forma de undă tipică a zgomotului de explozie. (b) Dependența de frecvență a densității spectrale a zgomotului de explozie.

Dependența de frecvență a densității spectrale este dată în fig. 11.9b, punându-se în evidență „cocoașă” tipică ce constituie o caracteristică a zgomotului de explozie. La frecvențe mai înalte spectrul zgomotului variază ca  $1/f^2$ . Procesele de zgomot de explozie se manifestă deseori cu constante de timp multiple, fapt care conduce la apariția în spectru a unor „cocoașe” multiple. De asemenea, deoarece în mod invariabil este prezent și zgomotul de licărire, spectrul de zgomot de joasă frecvență compus apare de multe ori ca în fig. 11.10.

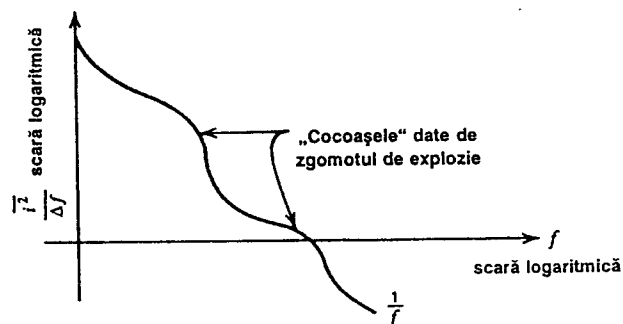


Fig. 11.10 Densitatea spectrală corespunzătoare combinării unor multiple surse de zgomot de explozie cu zgomotul de licărire.

La fel ca și la zgomotul de licărire, factorul  $K_2$  — pentru zgomotul de explozie — variază considerabil și trebuie determinat experimental. De asemenea, distribuția de amplitudine a zgomotului nu este gaussiană.

### 11.2.5 Zgomotul de avalanșă<sup>10</sup>

Zgomotul de avalanșă se produce prin străpungere Zener sau străpungere prin avalanșă a unei joncțiuni  $pn$ .

În cazul străpungerii prin avalanșă, golurile și electronii pot căpăta în regiunea golită a joncțiunii  $pn$  polarizată invers suficientă energie pentru a crea prin ciocnirea cu atomii de siliciu noi perechi gol-electron. Acest proces este cumulativ, ducând la producerea unei serii aleatoare de vârfuri mari de zgomot. Zgomotul de avalanșă este întotdeauna asociat cu trecerea unui curent continuu, fiind mult mai mare, pentru aceeași valoare a curentului continuu, decât zgomotul de alicie dat de (11.2), deoarece un singur purtător poate declanșa un proces de avalanșă care duce la producerea unei rafale de curent care conține mulți purtători ce se mișcă laolaltă. Zgomotul total este dat de suma unui număr de rafale aleatoare de acest tip.

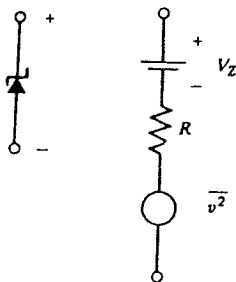


Fig. 11.11 Circuitul echivalent care include zgomotul pentru o diodă Zener.

Situația cea mai obișnuită în care se pune problema zgomotului de avalanșă este aceea în care în circuit se utilizează diode Zener. Aceste diode au zgomot de avalanșă; ca urmare utilizarea lor în circuitele de zgomot mic este în general evitată.

Circuitul echivalent pentru o diodă Zener care include zgomotul, este dat în fig. 11.11. În acest circuit echivalent zgomotul este reprezentat prin generatorul de tensiune serie,  $\bar{v}^2$ . Sursa de curent continuu  $V_Z$  corespunde tensiunii de străpungere a diodei. Rezistența serie,  $R$ , are o valoare tipică de 10—100  $\Omega$ .

Valoarea generatorului  $\bar{v}^2$  este greu de prezis, deoarece depinde de structura dispozitivului și de unifor-

mitatea cristalului de siliciu; o valoare tipică măsurată este de  $\bar{v}^2/\Delta f \approx 10^{-14} \text{ V}^2/\text{Hz}$  pentru un curent continuu Zener prin diodă de 0,5 mA. De observat că această valoare corespunde zgomotului termic într-o rezistență de 600  $\Omega$  și că acoperă complet zgomotul termic determinat de rezistența serie  $R$ .

Densitatea spectrală a zgomotului este aproximativ plată dar distribuția de amplitudine nu este în general gaussiană.

## 11.3 MODELE CARE INCLUD ZGOMOTUL PENTRU COMPONENTELE DIN CIRCUITELE INTEGRATE

În secțiunea precedentă s-au descris diversele procese fizice care constituie surse de zgomot în circuitele electronice. În secțiunea de față toate aceste surse de zgomot sunt adunate la un loc pentru a se forma circuitele echivalente de semnal mic — care includ și zgomotul — pentru diode, tranzistoare bipolare și tranzistoare cu efect de câmp.



### 11.3.1 Dioda semiconductoră

Circuitul echivalent al unei diode semiconductoră a fost descris pe scurt atunci când s-a discutat zgomotul de alicie. Circuitul echivalent din fig. 11.4 poate fi completat prin adăugarea rezistenței serie  $r_s$  (vezi fig. 11.12). Deoarece  $r_s$  este un rezistor „fizic” determinat de rezistivitatea siliciului, el va introduce un zgomot termic modelat prin generatorul  $\overline{v_s^2}$ .

S-a determinat experimental că zgomotul de licărire existent poate fi reprezentat de un generator de curent în paralel pe  $r_d$ . Este convenabil ca acest generator să fie combinat cu generatorul de zgomot de alicie, obținându-se

$$\overline{v_s^2} = 4kTr_s\Delta f, \quad (11.9)$$

$$\overline{i^2} = 2qI_D\Delta f + K\frac{I_D^a}{f}\Delta f. \quad (11.10)$$

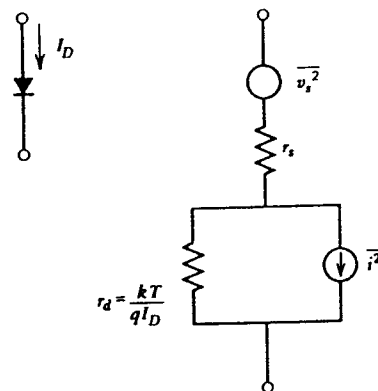


Fig. 11.12 Circuitul echivalent de semnal mic complet, care include sursele de zgomot, pentru o diodă.

### 11.3.2 Tranzistorul bipolar<sup>11</sup>

Într-un tranzistor bipolar care funcționează în regiunea activă directă purtătorii minoritari traversează regiunea bazei prin difuzie și drift (antrenare de către câmpul electric) și sunt colectați de joncțiunea bază-colector. Intrând în regiunea golită colector-bază purtătorii minoritari sunt accelerați spre colector de câmpul existent în această regiune. Momentul în care purtătorii sosesc la joncțiunea colector-bază este pur aleator; deci curentul de colector al tranzistorului este compus de fapt dintr-o serie de pulsuri de curent aleatoare. Ca urmare zgomotul curentului de colector,  $I_C$ , va fi *integral* de tipul *zgomot de alicie*, de forma (11.2). În circuitul echivalent din fig. 11.13 acest zgomot este reprezentat de generatorul de curent de zgomot de alicie  $\overline{i_c^2}$  plasat între colector și emitor.

Curentul de bază  $I_B$  este determinat de recombinarea în bază, de recombinarea în regiunea golită a joncțiunii bază-emitor și de rejecția de purtători din bază în emitor. Toate aceste fenomene sunt aleatoare și independente între ele; prin urmare și curentul  $I_B$  va fi caracterizat *integral* de un zgomot de tip *zgomot de alicie*. În fig. 11.13 zgomotul corespunzător curentului de bază este reprezentat de generatorul de curent de zgomot de alicie,  $\overline{i_b^2}$ .

Rezistorul de bază al tranzistorului,  $r_b$ , este un rezistor fizic, deci are zgomot termic. Rezistorul serie al colectorului,  $r_c$ , are de asemenea un zgomot termic, dar fiind plasată în serie cu nodul de mare impedanță al colectorului, acest zgomot este neglijabil, nemaifiind inclus de obicei în model. De observat că rezistențele  $r_x$  și  $r_o$  din circuitul echivalent sunt *convenționale* (sunt un rezultat exclusiv al modelării) așa că ele *nu* prezintă un zgomot termic.

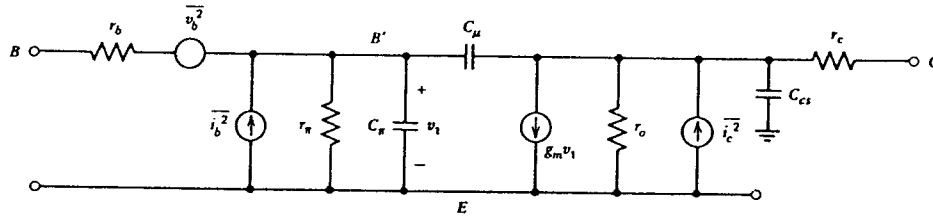


Fig. 11.13 Circuitul echivalent de semnal mic, complet, care include sursele de zgomot pentru un tranzistor bipolar.

S-a găsit experimental că zgomotul de licărire și zgomotul de explozie pentru un tranzistor bipolar pot fi reprezentate prin generatoare de curent plasate în paralel cu joncțiunea bază-emitor. Este convenabil ca toate aceste generatoare să fie combinate cu generatorul de zgomot de alică într-un singur generator  $\overline{i_b^2}$ . S-a găsit că zgomotul de avalanșă în tranzistoarele bipolare este neglijabil dacă tensiunea  $V_{CE}$  este menținută cel puțin cu 5 V sub tensiunea de străpungere  $BV_{CEO}$ ; această sursă de zgomot va fi neglijată în calculele care vor urma.

Circuitul echivalent de semnal mic, integral — care include și zgomotul, pentru un tranzistor bipolar este indicat în fig. 11.13. Toate sursele de zgomot sunt *independente* una de alta — deoarece sunt generate de procese fizice separate și independente — având valorile pătratice medii:

$$\overline{v_b^2} = 4kTr_b\Delta f, \quad (11.11)$$

$$\overline{i_c^2} = 2qI_c\Delta f, \quad (11.12)$$

$$\overline{i_b^2} = 2qI_B\Delta f + K_1 \frac{I_B^a}{f} \Delta f + K_2 \frac{I_B^c}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \Delta f. \quad (11.13)$$

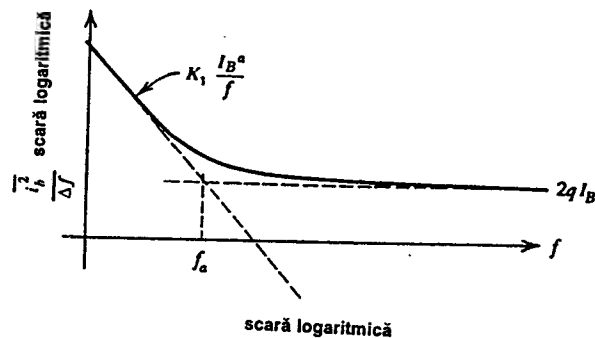


Fig. 11.14 Densitatea spectrală a generatorului de zgomot corespunzător curentului de bază pentru un tranzistor bipolar.

În (11.13) primul termen corespunde zgomotului de alicie, al doilea zgomotului de licărire și al treilea zgomotului de explozie.

Acest circuit este valabil atât pentru tranzistoare *nnp* cât și pentru tranzistoare *pnp* (în relațiile anterioare, în cazul tranzistoarelor *pnp* pentru curenții  $I_B$  și  $I_C$  se va înlocui numai mărimea lor, ignorându-se semnul lor).

Spectrul de zgomot al curentului de bază se deduce din (11.13). Se obține aspectul din fig. 11.14 în care pentru simplitate s-a neglijat zgomotul de explozie. Asimptotele care corespund zgomotului de licărire și zgomotului de alicie se întâlnesc la o frecvență  $f_a$  denumită *frecvența de frângere (de colț)* a zgomotului de licărire. În unele tranzistoare care se realizează printr-o fabricație îngrijită frecvența  $f_a$  poate coborî până la 100 Hz. În alte tranzistoare  $f_a$  poate atinge și 10 MHz.

### 11.3.3 Tranzistorul cu efect de câmp<sup>12,13</sup>

Structura tranzistorului cu efect de câmp (TEC) a fost descrisă în *Capitolul 1*. S-a arătat că tensiunea grilă-sursă modulează canalul rezistiv care leagă sursa cu drena; în acest fel curentul de drenă este controlat de tensiunea grilă-sursă. Deoarece materialul canalului este rezistiv el va avea un *zgomot termic* care constituie sursa majoră de zgomot în TEC (atât pentru acelea cu grilă-joncțiune, TECJ, cât și pentru acelea cu grilă izolată, TECMOS). Se poate arăta că acest zgomot se poate reprezenta printr-un generator de curent de zgomot,  $\overline{i_d^2}$ , plasat în circuitul echivalent de semnal mic din fig. 11.15 între nodul drenei și nodul sursei. De asemenea, după cum s-a determinat experimental, și zgomotul de licărire se poate reprezenta printr-un generator de curent plasat între drenă și sursă. Aceste două generatoare se pot contopi într-un singur generator de zgomot  $\overline{i_d^2}$ . Altă sursă de zgomot în TEC o constituie zgomotul de alicie generat de curentul rezidual de grilă, reprezentat în fig. 11.15 de către generatorul  $\overline{i_g^2}$ . În mod obișnuit acest zgomot este foarte mic. El devine semnificativ numai atunci când impedanța sursei de semnal conectată la grilă este foarte mare. Generatoarele din fig. 11.15 sunt *toate independente* și au valorile

$$\overline{i_g^2} = 2qI_G\Delta f, \quad (11.14)$$

$$\overline{i_d^2} = 4kT \left[ \frac{2}{3}g_m \right] \Delta f + K \frac{I_D^a}{f} \Delta f \quad (11.15)$$

unde

$I_G$  este curentul rezidual de grilă,

$I_D$  — curentul de drenă din punctul static de funcționare,

$K$  — o constantă pentru un dispozitiv dat,

$a$  — o constantă cu valoarea cuprinsă între 0,5 și 2,

$g_m$  — transconductanța tranzistorului în punctul static de funcționare,

iar în (11.15) primul termen corespunde zgomotului termic iar al doilea zgomotului de licărire.

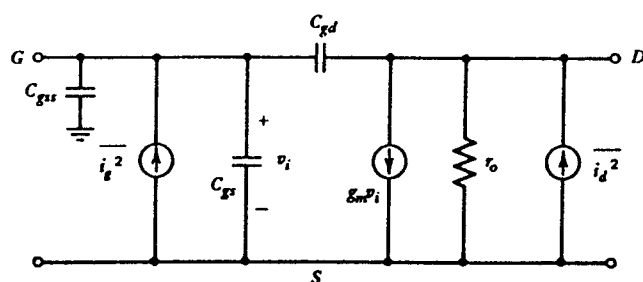


Fig. 11.15 Circuitul echivalent de semnal mic al TEC, care include și sursele de zgomot.

### 11.3.4 Rezistoare

Rezistoarele monolitice sau cu straturi subțiri au zgomot termic, dat de expresiile 11.4 și 11.5, a cărui reprezentare în circuit se face ca în fig. 11.7. După cum s-a menționat în Secțiunea 11.2.3 rezistoarele discrete cu carbon au și un zgomot de licărire, de care trebuie să se țină seama în cazul utilizării lor drept componente externe circuitului integrat.

### 11.3.5 Capacitoare și inductoare

Capacitoarele sunt componente întâlnite curent în circuitele integrate, fie că apar ca elemente parazite nedorite fie ca elemente introduse cu un scop bine determinat. În general inductoarele nu se pot realiza pe cipul din siliciu, dar sunt utilizate uneori ca elemente externe, în particular în circuitele pentru comunicații. În capacitoarele și inductoarele *ideale nu există nici o sursă de zgomot*. În practică, componentele reale au rezistențe parazite care prezintă un zgomot termic, dat de relațiile 11.4 și 11.5. În cazul capacitoarelor din circuitele integrate rezistențele parazite în serie cu capacitorul sunt de obicei de valoare mică. Rezistențele parazite ale inductanței se pot modela fie prin elemente serie fie prin elemente paralel.

## 11.4 CALCULUL ZGOMOTULUI ÎN CIRCUITE<sup>14,15</sup>

Determinarea performanțelor de zgomot ale unui circuit se realizează prin utilizarea pentru dispozitive a circuitelor echivalente, care includ zgomotul, deduse în secțiunea precedentă. Totuși, mai întâi, trebuie stabilite metodele de calcul al circuitelor în care sursele de semnal sunt constituite de generatoarele de zgomot.

Fie o sursă de curent de zgomot cu valoarea pătratică medie

$$\overline{i^2} = S(f) \Delta f \quad (11.16)$$

unde  $S(f)$  este *densitatea spectrală a zgomotului*. Dependența de frecvență a densității  $S(f)$  din fig. 11.16a este dată pentru cazul unui generator arbitrar de zgomot. Într-o bandă mică  $\Delta f$  valoarea pătratică medie a curentului de zgomot este dată de (11.16), având valoarea eficace

$$i = \sqrt{S(f) \Delta f} \quad (11.17)$$

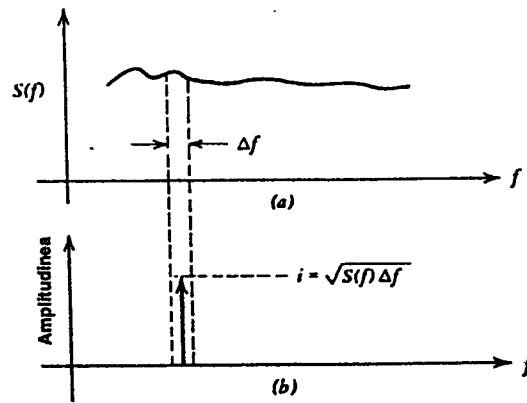


Fig. 11.16 Reprezentarea zgomotului într-o bandă  $\Delta f$ , printr-o sinusoidă echivalentă având aceeași valoare eficace.

Curentul de zgomot în banda  $\Delta f$  poate fi reprezentat aproximativ<sup>14</sup> printr-un generator sinusoidal cu o valoare efectivă  $i$  (vezi fig. 11.16b). Dacă acum se aplică, ca semnal de intrare, curentul de zgomot în banda  $\Delta f$ , efectul său se poate calcula prin înlocuirea cu generatorul sinusoidal, analiza de circuit realizându-se apoi în modalitatea obișnuită. Odată ce s-a calculat răspunsul circuitului la excitația sinusoidală, valoarea pătratică medie a sinusoidelor de la ieșire conduce la o valoare pătratică medie a zgomotului la ieșire într-o bandă  $\Delta f$ . *Ca urmare calculul de zgomot al unei rețele se reduce la calculele cu care suntem obișnuiți, de analiză în regim armonic a circuitului.* Apare totuși o singură diferență în cazul în care — așa cum se întâmplă de obicei în cazurile concrete — la intrare se aplică mai multe surse de zgomot. Și în acest caz fiecare sursă de zgomot va fi reprezentată de un generator sinusoidal a cărui contribuție la ieșire se calculează separat, dar valoarea pătratică medie a zgomotului total la ieșire într-o bandă  $\Delta f$  se calculează făcând *suma valorilor pătratice medii* date de fiecare generator sinusoidal. După cum se va arăta în continuare valabilitatea acestui regim algoritmic depinde de realizarea condiției ca sursele de zgomot originale să fie *independente*. Această cerință este satisfăcută întotdeauna dacă este vorba de circuitele echivalente de zgomot deduse în secțiunea anterioară, deoarece toate sursele de zgomot sunt independente provenind din mecanisme fizice independente.

Să considerăm, ca exemplu, două rezistoare  $R_1$  și  $R_2$  conectate în serie ca în fig. 11.17 care au generatoarele de zgomot

$$\overline{v_1^2} = 4kTR_1\Delta f, \quad (11.18)$$

$$\overline{v_2^2} = 4kTR_2\Delta f. \quad (11.19)$$

Pentru a calcula valoarea pătratică medie  $\overline{v_T^2}$  a tensiunii de zgomot produsă de cele două rezistoare în serie, fie  $v_T(t)$  valoarea instantanee a zgomotului total și  $v_1(t)$ ,  $v_2(t)$  valorile instantanee ale generatoarelor individuale.

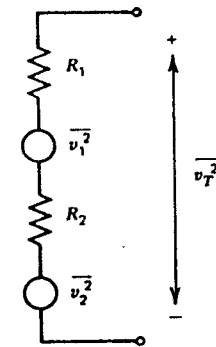


Fig. 11.17 Circuit pentru calculul zgomotului total produs de două rezistențe așezate în serie.

Rezultă

$$v_T(t) = v_1(t) + v_2(t) \quad (11.20)$$

și deci

$$\overline{v_T(t)^2} = \overline{[v_1(t) + v_2(t)]^2} = \overline{v_1(t)^2} + \overline{v_2(t)^2} + 2\overline{v_1(t)v_2(t)}. \quad (11.21)$$

Deoarece generatoarele de zgomot  $v_1(t)$  și  $v_2(t)$  provin din rezistoare separate, ele trebuie să fie *independente*. Deci valoarea *medie* a produsului lor,  $\overline{v_1(t)v_2(t)}$ , va fi nulă, (11.21) devenind

$$\overline{v_T^2} = \overline{v_1^2} + \overline{v_2^2}. \quad (11.22)$$

Rezultă că valoarea pătratică medie a sumei unui număr de generatoare de zgomot independente este egală cu suma valorilor pătratice medii ale fiecărui generator. Înlocuind (11.18) și (11.19) în (11.22) se obține

$$\overline{v_T^2} = 4kT(R_1 + R_2)\Delta f. \quad (11.23)$$

Expresia 11.23 este chiar valoarea care se obține pentru zgomotul termic într-un rezistor ( $R_1 + R_2$ ) prin utilizarea relației 11.4, rezultatele obținute fiind deci consistente. Deasemenea aceste rezultate sunt consistente și dacă se lucrează cu reprezentarea generatoarelor prin generatoare sinusoidale *independente*, descrisă anterior. Este ușor de arătat că, atunci când două sau mai multe astfel de generatoare sunt conectate în serie, valoarea pătratică medie a tensiunii totale este egală cu suma valorilor pătratice medii individuale.

În calculele de până acum s-au considerat două generatoare de tensiune de zgomot conectate în serie. La fel se poate arăta că rezultatele asemănătoare se obțin și pentru surse de *curent* de zgomot independente puse în *paralel*. Valoarea pătratică medie a surselor de curent de zgomot independente puse în paralel este egală cu suma valorilor pătratice medii individuale. Acest rezultat a fost presupus în mod tacit în modelarea din *Secțiunea 11.3* unde, de exemplu, cele trei generatoare de curent de zgomot independente (de alicie, de licărire și de explozie) ale unui tranzistor bipolar au fost combinate într-un singur generator de curent de zgomot bază-emitor.

#### 11.4.1 Performanțele de zgomot ale tranzistorului bipolar

În calitate de exemplu pentru modul de lucru cu generatoarele de zgomot în calculele de circuit, să considerăm performanțele de zgomot ale unui etaj de amplificare cu tranzistor a cărui schemă de curent alternativ este indicată în fig. 11.18a. Circuitul echivalent de semnal mic, care include și zgomotul, este dat în fig. 11.18b. (Trebuie subliniat faptul că în calculele de zgomot, circuitul echivalent trebuie să utilizeze configurația reală a circuitului analizat. Aceasta înseamnă, de exemplu, că circuitul din fig. 11.18a nu poate fi utilizat în calculele de zgomot ca o reprezentare a semicircuitului corespunzător unei perechi diferențiale, deoarece la tensiunea de zgomot de la ieșire contribuie sursele de zgomot din fiecare jumătate a perechii diferențiale).

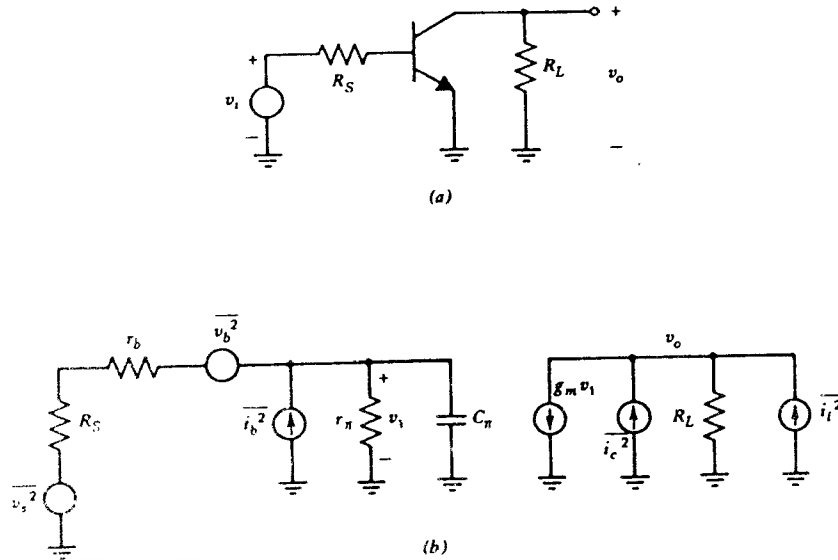


Fig. 11.18 (a) Schema de curent alternativ a unui amplificator cu tranzistor. (b) Circuitul echivalent de semnal mic care include sursele de zgomot.

În circuitul echivalent din fig. 11.18b, semnalul de intrare extern  $v_i$  a fost ignorat astfel că semnalul de la ieșire  $v_o$  se datorează numai generatoarelor de zgomot. Capacitatea  $C_\pi$  se presupune mică și se neglijează. De asemenea se neglijează și rezistența de ieșire  $r_o$ . Generatoarele de zgomot ale tranzistorului sunt acelea descrise mai înainte.

În plus generatoarele de zgomot corespunzătoare rezistorului sursei și rezistorului de sarcină sunt:

$$\overline{v_s^2} = 4kTR_S\Delta f, \quad (11.24)$$

$$\overline{i_c^2} = 4kT\frac{1}{R_L}\Delta f. \quad (11.25)$$

Zgomotul total la ieșire se va determina considerând separat fiecare sursă de zgomot: calculul se face apoi *cu și cum* fiecare sursă de zgomot ar fi o sursă sinusoidală având valoarea medie efectivă egală cu aceea a sursei de zgomot considerate.

Să considerăm pentru început generatorul  $v_s$ , dat de rezistența  $R_S$ . Evident

$$v_1 = \frac{Z}{Z + r_b + R_S} v_s \quad (11.26)$$

unde

$$Z = r_\pi \parallel \frac{1}{j\omega C}. \quad (11.27)$$

Tensiunea de zgomot la ieșire dată de  $v_s$  este

$$v_{o1} = -g_m R_L v_1. \quad (11.28)$$

Înlocuind (11.26) în (11.28) se obține

$$v_{o1} = -g_m R_L \frac{Z}{Z + r_b + R_s} v_i. \quad (11.29)$$

Informația de fază conținută în (11.29) este irelevantă deoarece semnalul de zgomot are o fază aleatoare; singura mărime de interes este valoarea pătratică medie a tensiunii de ieșire produsă de  $v_i$ , care rezultă din (11.29):

$$\overline{v_{o1}^2} = g_m^2 R_L^2 \frac{|Z|^2}{|Z + r_b + R_s|^2} \overline{v_i^2}. \quad (11.30)$$

Prin calcule similare se poate arăta ușor că tensiunea de zgomot la ieșire produsă de  $\overline{v_b^2}$  și  $\overline{i_b^2}$  este

$$\overline{v_{o2}^2} = g_m^2 R_L^2 \frac{|Z|^2}{|Z + r_b + R_s|^2} \overline{v_b^2}, \quad (11.31)$$

$$\overline{v_{o3}^2} = g_m^2 R_L^2 \frac{(R_s + r_b)^2 |Z|^2}{|Z + r_b + R_s|^2} \overline{i_b^2}, \quad (11.32)$$

Zgomotul la ieșire dat de  $\overline{i_i^2}$  și  $\overline{i_b^2}$  este

$$\overline{v_{o4}^2} = \overline{i_i^2} R_L^2, \quad (11.33)$$

$$\overline{v_{o5}^2} = \overline{i_b^2} R_L^2. \quad (11.34)$$

Deoarece toate cele cinci generatoare de zgomot sunt *independente* zgomotul total la ieșire va fi dat de:

$$\overline{v_o^2} = \sum_{n=1}^5 \overline{v_{on}^2} \quad (11.35)$$

$$= g_m^2 R_L^2 \frac{|Z|^2}{|Z + r_b + R_s|^2} [\overline{v_i^2} + \overline{v_b^2} + (R_s + r_b)^2 \overline{i_b^2}] + R_L^2 (\overline{i_i^2} + \overline{i_b^2}). \quad (11.36)$$

Înlocuind expresiile pentru generatoarele de zgomot se obține

$$\begin{aligned} \frac{\overline{v_o^2}}{\Delta f} &= g_m^2 R_L^2 \frac{|Z|^2}{|Z + r_b + R_s|^2} [4kT(R_s + r_b) + (R_s + r_b)^2 2qI_B] \\ &\quad + R_L^2 (4kT \frac{1}{R_L} + 2qI_C). \end{aligned} \quad (11.37)$$

unde zgomotul de licărire s-a presupus mic și s-a neglijat.



Înlocuind pe  $Z$  dat de (11.27) în (11.37) se găsește

$$\begin{aligned} \frac{\overline{v_o^2}}{\Delta f} = & g_m^2 R_L^2 \frac{r_\pi^2}{(r_\pi + r_b + R_s)^2} \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} [4kT(R_s + r_b) + (R_s + r_b)^2 2qI_B] \\ & + R_L^2 \left(4kT \frac{1}{R_L} + 2qI_C\right), \end{aligned} \quad (11.38)$$

unde

$$f_1 = \frac{1}{2\pi [r_\pi \parallel (R_s + r_b)] C_\pi}. \quad (11.39)$$

Densitatea spectrală a tensiunii de zgomot de la ieșire dată de (11.38) are o parte dependentă de frecvență și o parte constantă.

Dependența de frecvență provine din faptul că amplificarea etajului începe să scadă pentru frecvențe mai mari decât  $f_1$ ; ca urmare scad și zgomotele date de generatoarele  $\overline{v_s^2}$ ,  $\overline{v_b^2}$  și  $\overline{i_b^2}$  care apar amplificate la ieșire. Termenul constant în (11.38) este datorat generatoarelor de zgomot  $\overline{i_i^2}$  și  $\overline{i_c^2}$ . Trebuie observat că și contribuția acestor generatoare ar fi fost dependentă de frecvență dacă nu s-ar fi neglijat efectul capacității  $C_\mu$ .

Densitatea spectrală a tensiunii de zgomot dată de expresia 11.38 are forma reprezentată în fig. 11.19.

#### ■ EXEMPLU

Pentru a avea o imagine a ordinilor de mărime implicate, mărimilor din (11.38) li se vor atribui valori specifice și se va evalua valoarea diversilor termeni din expresia 11.38. Se va presupune că:  $I_C = 100 \mu A$ ,  $\beta = 100$ ,  $r_b = 200 \Omega$ ,  $R_s = 500 \Omega$ ,  $C_\pi = 10 \text{ pF}$  și  $R_L = 5 \text{ k}\Omega$ . Înlocuind aceste valori în (11.38) și utilizând valoarea  $4kT = 1,66 \times 10^{-20} \text{ VC}$  se obține

$$\begin{aligned} \frac{\overline{v_o^2}}{\Delta f} = & \left[ 5,82 \times 10^{-18} \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} (700 + 9,4) + 1,66 \times 10^{-20} (5000 + 48080) \right] \text{ V}^2/\text{Hz} \\ = & \frac{4,13 \times 10^{-15}}{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} + 0,88 \times 10^{-15} \text{ V}^2/\text{Hz}. \end{aligned} \quad (11.40)$$

Din relația (11.39) rezultă

$$f_1 = 23,3 \text{ MHz}. \quad (11.41)$$

Expresia 11.40 arată că densitatea spectrală a tensiunii de zgomot de la ieșire are o valoare de  $5,0 \times 10^{-15} \text{ V}^2/\text{Hz}$  la frecvențe joase și scade la  $0,88 \times 10^{-15} \text{ V}^2/\text{Hz}$  la frecvențe înalte.

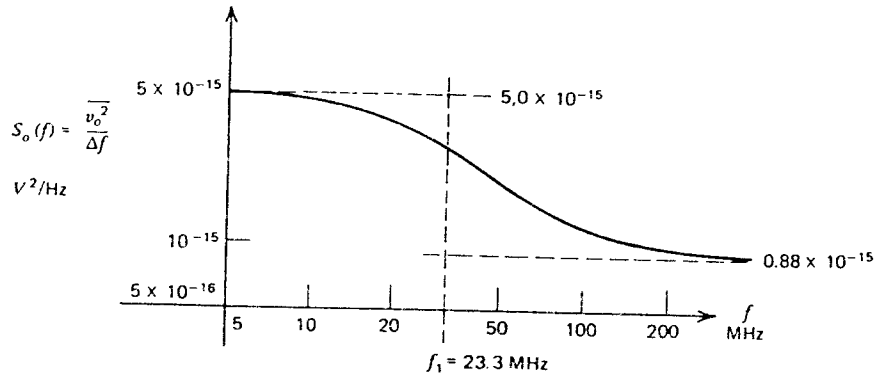


Fig. 11.19 Spectrul tensiunii de zgomot la ieșirea circuitului din fig. 11.18.

În acest caz o contribuție majoră la zgomotul de la ieșire o are rezistența sursei de semnal  $R_s$ , urmată de rezistența de bază a tranzistorului. Spectrul de zgomot dat de (11.40) este trasat grafic în fig. 11.19.

### ■ EXEMPLU

Să presupunem că amplificatorul din exemplul anterior este urmat de încă un etaj care limitează banda la 1 MHz, cu o tăiere netă. Deoarece spectrul de zgomot începe să scadă semnificativ numai după  $f_1 = 23,3$  MHz (vezi fig. 11.19), el se va presupune constant în banda 0—1 MHz, având o valoare de  $5,0 \times 10^{-15}$  V<sup>2</sup>/Hz. Ca urmare zgomotul *total* la ieșirea circuitului din fig. 11.18a într-o bandă de 1 MHz este

$$\overline{v_{oT}^2} = 5,0 \times 10^{-15} \times 10^6 \text{ V}^2 = 5,0 \times 10^{-9} \text{ V}^2$$

deci

$$v_{oT} = 71 \mu\text{V}_{\text{ef}}. \quad (11.42)$$

■

Să presupunem acum că amplificatorul din fig. 11.18a *nu* este urmat de alte etaje care limitează banda ci este legat direct la un detector de bandă largă (acesta poate fi un osciloscop sau un voltmetru). Pentru a găsi în acest caz tensiunea de zgomot totală la ieșire, trebuie să facem suma contribuțiilor la ieșire date de fiecare bandă  $\Delta f$ . Această sumă se reduce la o *integrare*, pe toată lărgimea de bandă a detectorului, a curbei de densitate spectrală a tensiunii de zgomot din fig. 11.19.

De exemplu, dacă detectorul are o bandă de 0—50 MHz, cu o tăiere netă, zgomotul total la ieșire va fi

$$\overline{v_{oT}^2} = \sum_{f=0}^{50 \times 10^6} S_o(f) \Delta f = \int_{f=0}^{50 \times 10^6} S_o(f) df \quad (11.43)$$

unde

$$S_o(f) = \frac{\overline{v_o^2}}{\Delta f} . \quad (11.44)$$

este densitatea spectrală a zgomotului definită de (11.40). În practică se utilizează adeseori metode aproximative deoarece evaluarea exactă a unor astfel de integrale este de multe ori dificilă. De observat că în cazul în care integrarea expresiei 11.43 se realizează grafic, în reprezentarea densității spectrale a zgomotului în funcție de frecvență trebuie utilizate *scări liniare*.

### 11.4.2 Zgomotul echivalent la intrare și semnalul minim detectabil

În secțiunea precedentă s-a calculat zgomotul produs de circuitul din fig. 11.18. Semnificația performanțelor de zgomot ale unui circuit este dată de fapt de limitarea pe care zgomotul o impune asupra valorii celei mai mici a semnalului care mai poate fi acceptată fără ca zgomotul să degradeze calitatea semnalului de la ieșire. Din acest motiv funcționarea în condițiile în care se ține seama de zgomot se exprimă în mod uzual în termenii unui *semnal de zgomot echivalent la intrare*, care dă la ieșire același zgomot ca și circuitul în discuție. În acest fel zgomotul echivalent la intrare se poate compara direct cu semnalele aplicate, efectul zgomotului asupra acestor semnale fiind apoi ușor de determinat. În acest scop circuitul din fig. 11.18 se reprezintă ca în fig.

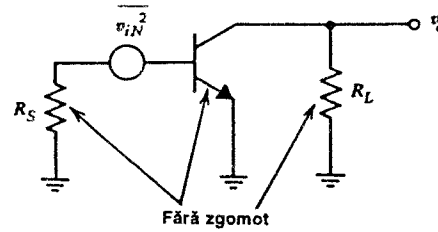


Fig. 11.20 Reprezentarea performanțelor de zgomot ale unui circuit printr-o tensiune de zgomot echivalentă la intrare.

11.20 unde  $\overline{v_{iN}^2}$  este un generator de tensiune de zgomot la intrare, care produce la ieșire același zgomot ca acela dat de toate generatoarele de zgomot existente inițial în schemă. Toate celelalte surse de zgomot din fig. 11.20 se consideră acum îndepărtate. Utilizând același circuit echivalent ca acela din fig. 11.18b, pentru zgomotul de la ieșire se obține în conformitate cu circuitul din fig. 11.20:

$$\overline{v_o^2} = g_m^2 R_L^2 \frac{|Z|^2}{|Z + r_b + R_s|^2} \overline{v_{iN}^2} . \quad (11.45)$$

Dacă această expresie a zgomotului se identifică cu  $\overline{v_o^2}$  din (11.37) tensiunea de zgomot echivalentă la intrare se poate exprima astfel

$$\begin{aligned} \frac{\overline{v_{iN}^2}}{\Delta f} = & 4kT(R_s + r_b) + (R_s + r_b)^2 2qI_B \\ & + \frac{1}{g_m^2 R_L^2} \frac{|Z + r_b + R_s|^2}{|Z|^2} R_L^2 (4kT \frac{1}{R_L} + 2qI_C) . \end{aligned} \quad (11.46)$$

Se poate să vădă densitatea spectrală a zgomotului dată de (11.46) *crește* la frecvențe înalte, din cauza creșterii câștigului  $|A_v|$  cu frecvența. Această creștere se datorează faptului că pe măsură ce câștigul circuitului *scade* odată cu creșterea frecvenței, generatoarele de zgomot de la intrare devin din ce în ce mai importante, deoarece sunt referite la intrare.

### ■ EXEMPLU

Să se calculeze tensiunea de zgomot *totală* la intrare,  $\overline{v_{INT}^2}$ , pentru circuitul din fig. 11.15 într-o bandă de 0—1 MHz.

Tensiunea de zgomot totală la intrare se poate calcula folosind expresia 11.46 dedusă anterior. Deoarece tensiunea totală de zgomot de la ieșire  $\overline{v_{eT}^2}$  a fost deja calculată este posibil de folosit și următoarea alternativă:  $\overline{v_{INT}^2}$  (într-o bandă de 1 MHz) se calculează împărțind  $\overline{v_{eT}^2}$  prin pătratul câștigului în tensiune al circuitului. Câștigul în tensiune de semnal mic, la joasă frecvență,  $A_v$ , al circuitului din fig. 11.18 este dat de

$$A_v = \frac{r_\pi}{r_b + r_\pi + R_s} g_m R_L.$$

Înlocuind valorile specificate anterior se obține

$$A_v = \frac{26000}{200 + 26000 + 500} \frac{5000}{260} = 18,7.$$

Deoarece până la 1 MHz spectrul de zgomot este plat, pentru calculul mărimii  $\overline{v_{INT}^2}$  se va utiliza valoarea de la joasă frecvență a câștigului:

$$\overline{v_{INT}^2} = \frac{\overline{v_{eT}^2}}{A_v^2} = \frac{5 \times 10^{-9}}{18,7^2} \text{ V}^2 = 14,3 \times 10^{-12} \text{ V}^2.$$

Rezultă

$$v_{INT} = 3,78 \mu\text{V}_{ef}.$$

■

Exemplul anterior arată că, într-o bandă de la 0 la 1 MHz, zgomotul *apare ca și cum ar fi produs* de o sursă de tensiune de zgomot de  $3,78 \mu\text{V}_{ef}$  plasată în serie cu intrarea. Această tensiune de zgomot se poate utiliza pentru a estima valoarea cea mai mică a semnalului pe care circuitul mai poate să o amplifice efectiv, denumită uneori *semnalul minim detectabil* (SMD). Valoarea sa depinde puternic de natura semnalului și de aplicația concretă. Dacă nu se folosesc tehnici speciale de filtrare sau de codare, SMD poate fi luat egal cu tensiunea de zgomot echivalentă la intrare, în banda de trecere a amplificatorului. Deci, în cazul din exemplul anterior

$$\text{SMD} = 3,78 \mu\text{V}_{ef}.$$

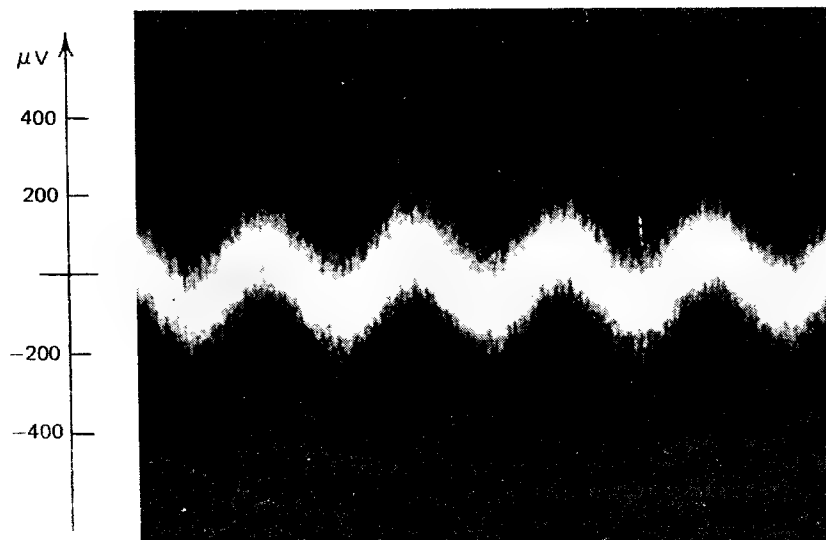


Fig. 11.21 Forma de undă a tensiunii de la ieșirea circuitului din fig. 11.18. La intrare se aplică un semnal sinusoidal având o valoare eficace de  $3,78 \mu V_{ef}$ . Banda circuitului este limitată la 1 MHz, rezultând o tensiune de zgomot echivalent la intrare de  $3,78 \mu V_{ef}$ .

Dacă se aplică circuitului un semnal sinusoidal cu o valoare efectivă de  $3,78 \mu V_{ef}$  și se examinează ieșirea circuitului cu un osciloscop, sinusoida va fi de abia detectabilă în zgomot, după cum se vede și în fig. 11.21. Forma de undă a zgomotului din această figură este tipică pentru zgomotul de alicie și zgomotul termic.

### 11.5 GENERATOARE DE ZGOMOT ECHIVALENTE LA INTRARE<sup>16</sup>

În secțiunea precedentă s-a descris comportarea unui circuit particular, din punct de vedere al zgomotului, prin introducerea la intrare a unui generator de zgomot echivalent de tensiune; s-a determinat expresia tensiunii echivalente de zgomot la intrare, expresie care pune în evidență dependența sa de rezistența sursei de semnal,  $R_s$ , și de parametrii tranzistorului. Această metodă de caracterizare a performanțelor de zgomot se poate extinde obținându-se o reprezentare mult mai generală și de mare utilitate, în care performanțele de zgomot pentru *orice* diport sunt descrise prin intermediul a *două* generatoare de zgomot echivalente la intrare. Situația este descrisă în fig. 11.22 unde un diport care conține diverse generatoare de zgomot este reprezentat prin *aceeași* rețea, dar cu toate generatoarele de zgomot pasivizate (o rețea *fără* zgomot) și cu două generatoare de zgomot, unul de tensiune,  $\vec{v}_i$ , și unul de curent  $\vec{i}_i$ , conectate la intrare.

Se poate arăta că această reprezentare este valabilă pentru *orice* valoare a impedanței sursei de semnal, cu condiția de a ține seama de *corelația* care există între cele două generatoare de zgomot (în general, cele două generatoare de zgomot nu sunt independente deoarece ambele depind de același set de surse de zgomot existente inițial în rețea).

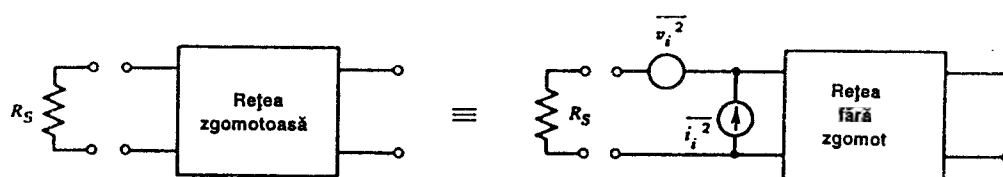


Fig. 11.22 Reprezentarea zgomotului într-un diport prin generatoare de tensiune și curent de zgomot echivalente la intrare.

Includerea corelației în modelările de zgomot introduce o creștere considerabilă a complexității calculului; din această cauză în cazul în care corelația este importantă este de multe ori mai convenabil să se revină la rețeaua inițială cu surse interne de zgomot. Totuși pentru un mare număr de circuite corelația este mică și poate fi neglijată. În plus, în orice caz, neglijarea corelației este posibilă dacă unul din generatoarele de zgomot echivalent de la intrare este dominant (fie  $\overline{v_i^2}$ , fie  $\overline{i_i^2}$ ). Rezultă că utilizarea metodei de reprezentare a zgomotului prin generatoare echivalente la intrare poate să fie efectiv utilă, așa cum de altfel se va arăta în continuare.

Necesitatea existenței la intrare a două generatoare echivalente de zgomot unul de tensiune și unul de curent, pentru a se putea reprezenta performanțele de zgomot ale circuitului pentru orice valoare a rezistenței sursei de semnal se poate justifica astfel. Să considerăm cazurile extreme în care rezistența sursei este nulă sau infinită. Dacă  $R_S = 0$ , generatorul  $\overline{i_i^2}$  din fig. 11.22 este scurtcircuitat; deoarece rețeaua inițială va avea în general un zgomot la ieșire chiar dacă intrarea este scurtcircuitată pentru reprezentarea acestui zgomot este nevoie de un generator de tensiune de zgomot echivalent la intrare  $\overline{v_i^2}$ . La fel, dacă  $R_S = \infty$ ,  $\overline{v_i^2}$  din fig. 11.22 nu mai poate produce zgomot la ieșire și reprezentarea performanțelor de zgomot ale rețelei inițiale trebuie realizată prin generatorul  $\overline{i_i^2}$ . Pentru valori finite și nenule ale lui  $R_S$ , la zgomotul echivalent al circuitului la intrare, contribuie ambele generatoare, atât  $\overline{v_i^2}$  cât și  $\overline{i_i^2}$ . Valorile generatoarelor echivalente la intrare din fig. 11.22 sunt ușor de determinat. Algoritmul este următorul: într-o primă etapă se scurtcircuitază intrările ambelor circuite, și prin egalarea zgomotului de la ieșire determinat pentru fiecare caz în parte se calculează  $\overline{v_i^2}$ . În a doua etapă se lasă în gol intrarea fiecărui circuit și egalând zgomotul la ieșire determinat pentru fiecare circuit în parte se calculează  $\overline{i_i^2}$ . În continuare se vor determina generatoarele  $\overline{v_i^2}$  și  $\overline{i_i^2}$  pentru tranzistorul bipolar și tranzistorul cu efect de câmp.

### 11.5.1 Generatoarele de zgomot pentru tranzistorul bipolar

Generatoarele de zgomot echivalente la intrare pentru un tranzistor bipolar se determină folosind circuitul echivalent din fig. 11.23a. Zgomotul de la ieșire se va calcula presupunând sarcina scurtcircuitată și capacitatea  $C_\mu$  neglijabilă; aceste presupuneri se vor justifica ulterior. Circuitul din fig. 11.23a va fi echivalent cu circuitul din fig. 11.23b dacă fiecare circuit va avea același zgomot la ieșire pentru orice valoare a impedanței sursei de semnal.

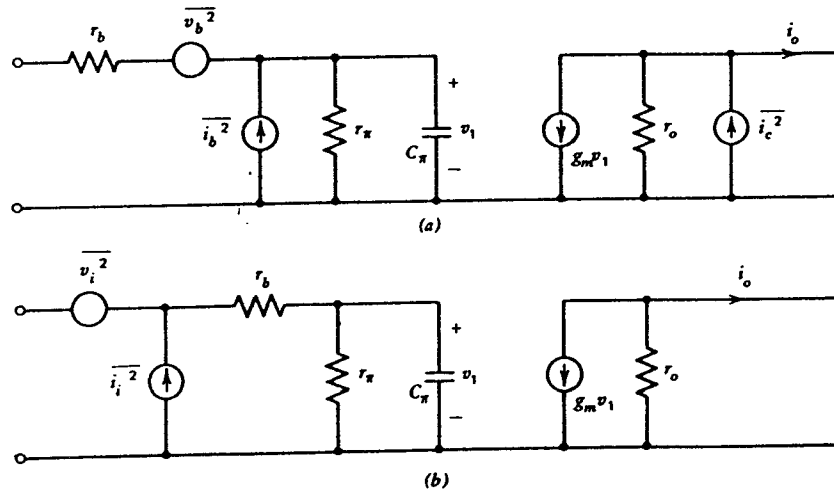


Fig. 11.23 (a) Circuitul echivalent de semnal mic al tranzistorului bipolar, cu generatoare de zgomot. (b) Reprezentarea performanțelor de zgomot, pentru (a), prin generatoare de zgomot echivalente la intrare.

Valoarea generatorului  $\overline{v_i^2}$  se va determina prin scurtcircuitarea intrării fiecărui circuit și egalarea apoi a expresiilor care rezultă pentru zgomotul de la ieșire,  $i_o$ . Pentru zgomote vom utiliza valorile medii efective, fără a face nici o încercare de a reține semnele mărimilor de zgomot deoarece generatoarele de zgomot sunt toate independente și au o fază aleatoare. Polaritatea generatoarelor de zgomot nu va afecta rezultatul. Scurtcircuitând intrările ambelor circuite din fig. 11.23, și presupunând că  $r_b$  este mic ( $\ll r_\pi$ ), prin egalarea curenților  $i_o$  se obține

$$g_m v_b + i_c = g_m v_i \quad (11.47)$$

care duce la

$$v_i = v_b + \frac{i_c}{g_m} \quad (11.48)$$

În aceste calcule s-a neglijat efectul generatorului  $\overline{i_b^2}$  deoarece rezistența  $r_b$  este mică. Folosind faptul că  $v_b$  și  $i_c$  sunt *independente* din (11.48) se obține:

$$\overline{v_i^2} = \overline{v_b^2} + \frac{\overline{i_c^2}}{g_m^2} \quad (11.49)$$

Înlocuind în relația 11.49 mărimile  $\overline{v_b^2}$  și  $\overline{i_c^2}$  date de expresiile 11.11, respectiv 11.12, rezultă

$$\overline{v_i^2} = 4kTr_b\Delta f + \frac{2qI_c\Delta f}{g_m^2}$$

sau

$$\frac{\overline{v_i^2}}{\Delta f} = 4kT \left[ r_b + \frac{1}{2g_m} \right] \quad (11.50)$$

Densitatea spectrală a tensiunii de zgomot echivalente de la intrare pentru un tranzistor bipolar apare ca fiind dată de o rezistență  $R_{ech}$  astfel încât

$$\frac{\overline{v_i^2}}{\Delta f} = 4kTR_{ech} \quad (11.51)$$

unde

$$R_{ech} = r_b + \frac{1}{2g_m} \quad (11.52)$$

$R_{ech}$  fiind denumită „rezistența de zgomot echivalentă de la intrare“.

În expresia acestei rezistențe fictive, termenul  $r_b$  este de fapt o rezistență „fizică“ plasată în serie cu intrarea, pe când termenul  $1/2g_m$  reprezintă efectul referit la intrare al zgomotului de alicie al curentului de colector. Expresiile 11.50 și 11.52 constituie aproximații extrem de utile, deși presupunerea că rezistența  $r_b$  este mult mai mică decât rezistența  $r_\pi$  poate să nu fie valabilă la valori mari ale curentului de colector din punctul static de funcționare (desigur în aceste cazuri calculele se pot repeta fără a mai face presupunerea ( $r_b \ll r_\pi$ )).

Expresia 11.50 permite compararea fără dificultăți a importanței relative a rezistenței  $r_b$  și a curentului  $I_C$  în generatorul de zgomot  $\overline{v_i^2}$ . De exemplu dacă  $I_C = 1 \mu A$ ,  $1/2g_m = 13 k\Omega$  va constitui termenul dominant având în vedere valorile tipice de aproximativ  $100 \Omega$  ale rezistenței  $r_b$ . Dacă  $I_C = 10 mA$ ,  $1/2g_m = 1,3 \Omega$  și în generatorul  $\overline{v_i^2}$  contribuția rezistenței  $r_b$  va domina în totalitate. Deoarece pentru valori mici ale impedanței sursei de semnal generatorul de zgomot care devine important este  $\overline{i_i^2}$  ( $i_i^2$  tinde să fie scurtcircuitat) este clar că obținerea de performanțe de zgomot bune de la surse de impedanță scăzută impune aducerea la minimum a valorii rezistenței  $R_{ech}$ . Această minimizare se obține prin proiectarea tranzistorului astfel încât să se obțină o valoare mică pentru rezistența  $r_b$  și prin utilizarea tranzistorului la curenți de colector mari pentru a reduce valoarea mărimii  $1/2g_m$ .

În final trebuie observat că, în conformitate cu expresia 11.50, densitatea spectrală a tensiunii echivalente de zgomot la intrare este independentă de frecvență.

Pentru a determina expresia generatorului de curent de zgomot echivalent la intrare,  $\overline{i_i^2}$ , se lasă în gol intrările ambelor circuite din fig. 11.23 și se egalează apoi curenții de zgomot  $i_o$ . Rezultă (se folosesc valori medii efective)

$$\beta(j\omega)i_i = i_c - \beta(j\omega)i_b \quad (11.53)$$

care duce la

$$i_i = i_b + \frac{i_c}{\beta(j\omega)} \quad (11.54)$$



Deoarece  $i_b$  și  $i_c$  sunt generatoare independente din (11.54) se obține

$$\overline{i_i^2} = \overline{i_b^2} + \frac{\overline{i_c^2}}{|\beta(j\omega)|^2} \quad (11.55)$$

unde

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}} \quad (11.56)$$

$\beta_0$  fiind câștigul în curent de semnal mic, la joasă frecvență [vezi (1.122) și (1.126)].

Înlocuind în relația 11.55 mărimile  $\overline{i_b^2}$  și  $\overline{i_c^2}$  date de expresiile 11.13 și respectiv 11.12 se găsește:

$$\frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} = 2q \left[ I_B + K_1' \frac{I_B^a}{f} + \frac{I_C}{|\beta(j\omega)|^2} \right] \quad (11.57)$$

unde

$$K_1' = \frac{K_1}{2q}, \quad (11.57a)$$

termenul corespunzător zgomotului de explozie fiind omis pentru simplitate.

Ultimul termen din paranteza din (11.57) este datorat zgomotului curentului de colector referit la intrare. La frecvențe joase acest termen devine egal cu  $I_C/\beta_0^2$  fiind neglijabil față de  $I_B$  pentru valorile tipice ale câștigului  $\beta_0$ .

În condițiile în care această neglijare este valabilă  $\overline{i_i^2}$  și  $\overline{v_i^2}$  nu conțin surse comune de zgomot fiind deci *complet independente*. La frecvențe înalte ultimul termen din paranteza din (11.57) crește și poate deveni dominant, corelația dintre  $\overline{v_i^2}$  și  $\overline{i_i^2}$  fiind importantă deoarece în ambele generatoare apare o contribuție de la  $\overline{i_c^2}$ .

Densitatea spectrală (11.57) a curentului de zgomot echivalent la intrare apare ca fiind dată de un curent  $I_{ech}$  care are în totalitate numai un zgomot de alicie, astfel că

$$\frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} = 2qI_{ech} \quad (11.58)$$

unde

$$I_{ech} = I_B + K_1' \frac{I_B^a}{f} + \frac{I_C}{|\beta(j\omega)|^2}. \quad (11.59)$$

Curentul  $I_{ech}$  este denumit „curentul de zgomot de alicie echivalent la intrare”. Acesta este un curent fictiv compus din curentul de bază al tranzistorului plus un termen care reprezintă zgomotul de licărire și încă un termen care reprezintă zgomotul curentului de colector referit la intrare. Din expresia 11.59 rezultă limpede că minimizarea valorii curentului  $I_{ech}$  înseamnă funcționarea tranzistorului cu curenți mici de polarizare și utilizarea de tranzistoare cu  $\beta$  mare.

Deoarece generatorul de curent echivalent la intrare  $\overline{i_i^2}$  este dominant în circuitele în care tranzistorul este comandat de o sursă de impedanță mare, este evident că pentru performanțe de zgomot bune în aceste condiții sunt necesare valori mici ale curenților de polarizare și tranzistoare cu  $\beta$  mare. Trebuie observat că cerințele de minimizare ale mărimii  $\overline{i_i^2}$  (curenți mici de polarizare) se află în contradicție cu cerințele de minimizare a mărimii  $\overline{v_i^2}$  (curenți de polarizare mari).

În fig. 11.24 s-a reprezentat grafic, în conformitate cu expresia 11.57, folosindu-se valori tipice pentru parametrii tranzistorului, dependența de frecvență a densității spectrale  $\overline{i_i^2}/\Delta f$  a generatorului de curent de zgomot echivalent la intrare în funcție de frecvență.

În acest caz densitatea spectrală este dependentă de frecvență atât la frecvențe joase cât și la frecvențe înalte. Creșterea de la frecvențe joase este determinată de zgomotul de licărire, iar creșterea de la frecvențe înalte de zgomotul referit la intrare al curentului de colector care crește deoarece câștigul în curent al tranzistorului începe să scadă la frecvențe înalte; în acest fel se și explică degradarea performanțelor de zgomot ale tranzistorului care se observă la frecvențe înalte.

Frecvența  $f_b$  din fig. 11.24 este frecvența la care se întâlnesc asimptotele de la înaltă frecvență și de la frecvențe medii. Deoarece

$$\beta(jf) = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_T} \beta_0} \quad (11.60)$$

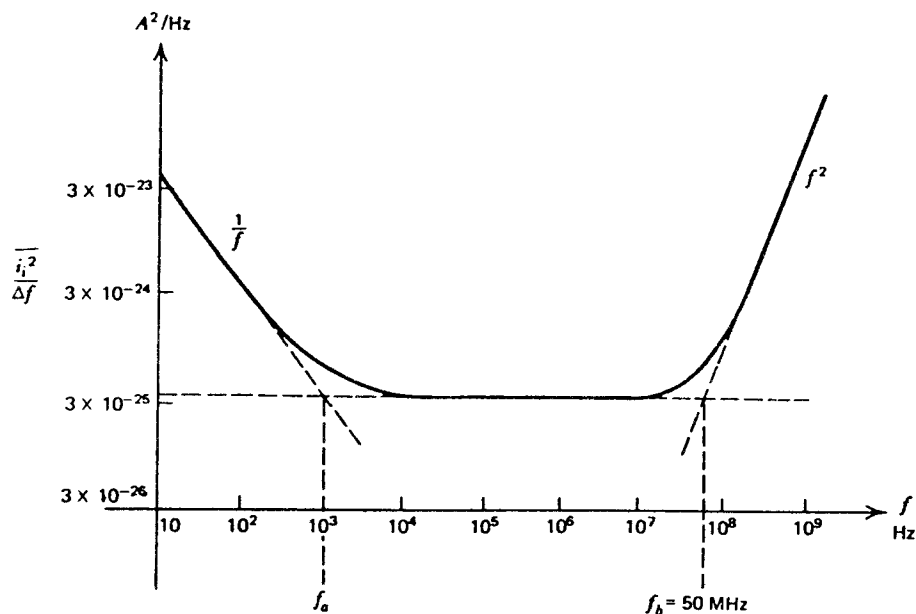


Fig. 11.24 Densitatea spectrală a curentului de zgomot echivalent la intrare pentru un tranzistor bipolar cu  $I_C = 100 \mu\text{A}$ ,  $\beta_0 = \beta_f = 100$ ,  $f_T = 500$  MHz. S-a inclus și zgomotul de licărire tipic.

unde  $\beta_0$  este câștigul în curent, de semnal mic, la joasă frecvență, termenul corespunzător zgomotului curentului de colector în (11.57) este (la înaltă frecvență)

$$2q \frac{I_C}{|\beta(jf)|^2} = 2q \frac{I_C}{\beta_0^2} \left[ 1 + \frac{f^2}{f_T^2} \beta_0^2 \right] \approx 2q I_C \frac{f^2}{f_T^2}, \quad (11.61)$$

relație care arată că spectrul curentului de zgomot echivalent de la intrare crește la frecvențe înalte ca  $f^2$ . Expresia frecvenței  $f_b$  se determină egalând (11.61) cu valoarea zgomotului de la frecvențe medii  $2q(I_B + I_C/\beta_0^2)$ , care pentru valorile tipice ale lui  $\beta_0$  este aproximativ  $2qI_B$ :

$$2qI_B = 2qI_C \frac{f_b^2}{f_T^2}$$

deci

$$f_b = f_T \sqrt{\frac{I_B}{I_C}} \quad (11.62)$$

Câștigul de curent, de semnal mare (sau de curent continuu), fiind

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} \quad (11.63)$$

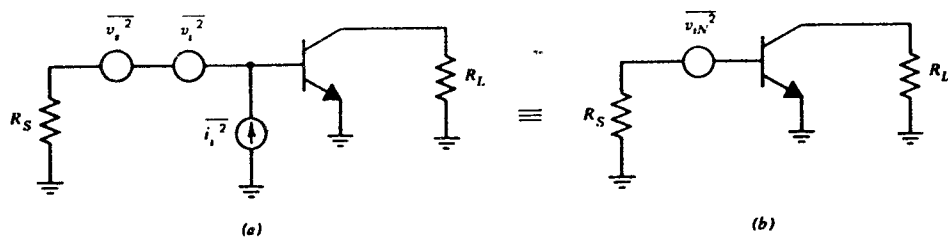
(11.62) devine

$$f_b = \frac{f_T}{\sqrt{\beta_F}}. \quad (11.64)$$

Pentru cazul particular care corespunde datelor din fig. 11.24 se obține  $f_b = 50$  MHz.

Odată ce au fost determinate generatoarele de zgomot de la intrare performanțele de zgomot ale tranzistorului pot fi calculate cu ușurință pentru orice valoare particulară a rezistenței sursei de semnal.

Ca exemplu să considerăm circuitul simplu din fig. 11.25a în care rezistența de generator este  $R_S$ . Performanțele de zgomot ale acestui circuit se pot reprezenta prin tensiunea de zgomot echivalentă *totală*  $\overline{v_{iN}^2}$  plasată în serie cu intrarea circuitului (vezi fig. 11.25b).



**Fig. 11.25** Modelarea zgomotului unui circuit printr-un singur generator echivalent de zgomot la intrare. (a) Circuitul original. (b) Reprezentarea echivalentă.

Neglijând zgomotul în rezistorul  $R_L$  (neglijare care se va discuta mai târziu) și egalând tensiunile de zgomot totale în baza tranzistoarului din fig. 11.25a și în baza tranzistorului din fig. 11.25b, se obține

$$v_{iN} = v_s + v_i + i_i R_s .$$

Dacă se neglijează corelația între  $v_i$  și  $i_i$  se găsește că

$$\overline{v_{iN}^2} = \overline{v_s^2} + \overline{v_i^2} + \overline{i_i^2} R_s^2 . \quad (11.65)$$

Înlocuind (11.50) și (11.65) și neglijând zgomotul de licărire rezultă

$$\frac{\overline{v_{iN}^2}}{\Delta f} = 4kTR_s + 4kT \left[ r_s + \frac{1}{2g_m} \right] + R_s^2 2q \left[ I_B + \frac{I_C}{|\beta(jf)|^2} \right] . \quad (11.66)$$

Expresia 11.66 este asemănătoare cu (11.46) dacă, așa cum s-a presupus, rezistența  $r_b$  este mică.

## ■ EXEMPLU

Folosind datele exemplului din *Secțiunea 11.4.1* să se calculeze tensiunea de zgomot totală de la intrare pentru circuitul din fig. 11.25a într-o bandă de la 0 la 1 MHz, folosind expresia 11.66. Se va neglija zgomotul de licărire.

La frecvențe joase (11.66) devine

$$\begin{aligned} \frac{\overline{v_{iN}^2}}{\Delta f} &= 4kT \left[ R_s + r_b + \frac{1}{2g_m} \right] + R_s^2 2q I_B \\ &= [1,66 \times 10^{-20} (500 + 200 + 130) + 500^2 \times 3,2 \times 10^{-19} \times 10^{-6}] \text{ V}^2/\text{Hz} \\ &= (13,8 + 0,08) \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz} \\ &= 13,9 \times 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz} . \end{aligned}$$

Zgomotul total la intrare într-o bandă de 1 MHz este

$$\overline{v_{iNT}^2} = 13,9 \times 10^{-18} \times 10^6 \text{ V}^2/\text{Hz} = 13,9 \times 10^{-12} \text{ V}^2$$

sau

$$v_{iNT} = 3,78 \mu\text{V}_{ef}$$

rezultat care este aproape identic cu acela obținut în *Secțiunea 11.4.1*.

Totuși metoda descrisă anterior în această secțiune are avantajul că odată ce sunt cunoscute generatoarele de zgomot echivalente la intrare pentru un tranzistor dat, răspunsul poate fi găsit aproape prin examinarea directă a circuitului, cerând mult mai puțină muncă. De asemenea este mult mai ușor de sesizat și contribuția relativă a diverselor generatoare de zgomot. De exemplu, în acest caz, curentul de zgomot echivalent de la intrare constituie în mod evident un factor neglijabil.

### 11.5.2 Generatoarele de zgomot pentru tranzistoarele cu efect de câmp

Generatoarele de zgomot echivalente la intrare pentru un tranzistor cu efect de câmp se pot calcula din circuitul echivalent din fig. 11.26a. Acest circuit trebuie să fie echivalent cu circuitul din fig. 11.26a. Zgomotul la ieșire se calculează în fiecare caz cu sarcina scurtcircuitată și se neglijează capacitatea  $C_{gd}$ .

Scurtcircuitând intrarea fiecărui circuit din fig. 11.26 și egalând apoi expresiile care rezultă pentru curenții de zgomot de la ieșire,  $i_o$ , se obține

$$i_d = g_m v_i$$

sau

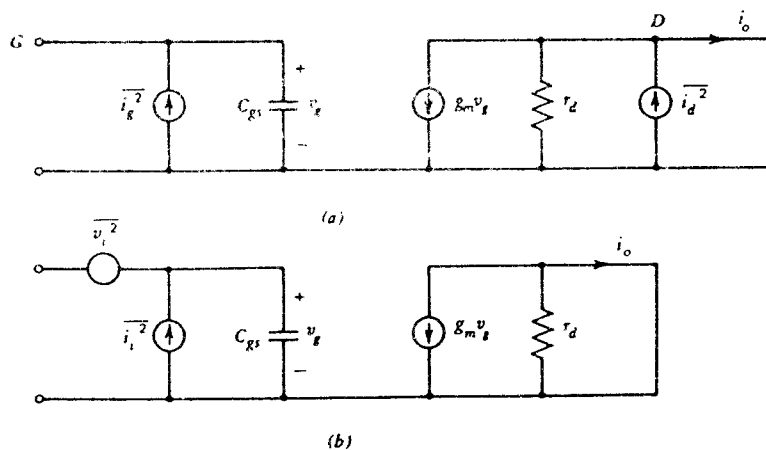
$$\overline{v_i^2} = \frac{\overline{i_d^2}}{g_m^2} \quad (11.67)$$

Înlocuind  $\overline{i_d^2}$  din (11.15) se găsește

$$\frac{\overline{v_i^2}}{\Delta f} = 4kT \frac{2}{3} \frac{1}{g_m} + K \cdot \frac{I_D^{\alpha}}{g_m^2 f} \quad (11.68a)$$

Rezistența de zgomot echivalentă de la intrare,  $R_{ech}$ , a TEC este definită de

$$\frac{\overline{v_i^2}}{\Delta f} = 4kTR_{ech}$$



**Fig. 11.26** (a). Circuitul echivalent de semnal mic cu generatoare de zgomot al TEC. (b) Reprezentarea circuitului din (a) prin două generatoare de zgomot la intrare.

unde

$$R_{\text{ech}} = \frac{2}{3} \frac{1}{g_m} + K' \frac{I_D^a}{g_m^2 f} \quad (11.68b)$$

și

$$K' = \frac{K}{4kT}.$$

Pentru frecvențele care depășesc regiunea în care se manifestă zgomotul de licărire  $R_{\text{ech}} = (2/3)(1/g_m)$ . Pentru  $g_m = 1 \text{ mA/V}$  se obține  $R_{\text{ech}} = 667 \Omega$ , valoare care este semnificativ *mai mare* decât valoarea aceleiași rezistențe echivalente pentru tranzistoarele bipolare, pentru valori comparabile ale curenților din punctul static (de aproximativ 1mA).

În fig. 11.27 este trasată grafic dependența de frecvență a densității spectrale a tensiunii de zgomot echivalente la intrare pentru un tranzistor cu efect de câmp tipic. Spre deosebire de tranzistorul bipolar, generatorul de tensiune de zgomot echivalent la intrare pentru TEC conține și un zgomot de licărire (nu este neobișnuit ca acest zgomot de licărire să se extindă până la frecvențe de ordinul MHz).

Zgomotul de licărire este important mai ales în tranzistoarele cu efect de câmp MOS. În aceste tranzistoare prezența unor nivele energetice ale electronilor la interfața Si/SiO<sub>2</sub> face ca în cazul frecvențelor mai mici de 1–10 kHz și pentru majoritatea condițiilor de polarizare și geometrii de tranzistoare, componenta referită la intrare a zgomotului de licărire să fie mai mare decât componenta corespunzătoare zgomotului termic. Deci, pentru optimizarea performanțelor de zgomot ale circuitelor MOS analogice este necesară o reprezentare precisă a zgomotului de licărire referit la intrare.

Mecanismele fizice care dau naștere zgomotului  $1/f$  în tranzistoarele MOS au fost studiate extensiv<sup>17</sup>. Dependența exactă de condițiile de polarizare și de geometria tranzistorului a valorii zgomotului de licărire referit la intrare este o funcție de detaliile procesului de fabricație. În majoritatea cazurilor valoarea zgomotului de licărire referit la intrare este independentă de curentul și tensiunea de polarizare și aproximativ invers proporțională cu aria activă a porții tranzistorului. Dependența invers proporțională de aria activă a porții tranzistorului se explică prin aceea că odată cu creșterea ariei tranzistorului sub grilă se vor afla un număr tot

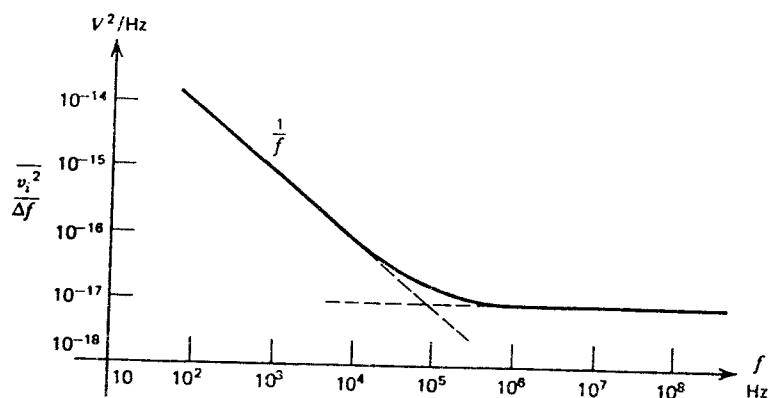


Fig. 11.27 Densitatea spectrală tipică pentru tensiunea de zgomot echivalent la intrare pentru un TEC.

mai mare de stări de suprafață având loc astfel un proces de mediere prin care valoarea zgomotului global se reduce. Deasemenea s-a observat că zgomotul de licărire referit la intrare este invers proporțional cu capacitatea oxidului pe unitatea de arie. Această dependență este rezonabilă din punct de vedere fizic deoarece sarcina din stările de suprafață poate fi privită drept componenta variabilă în timp a sarcinii de la suprafață  $Q_{ss}$ . Din relația 1.166 rezultă că această componentă variabilă în timp a sarcinii de la suprafață produce o componentă variabilă în timp a tensiunii de prag care este invers proporțională cu  $C_{ox}$ . Ca urmare tensiunea de zgomot referită la intrare a unui tranzistor MOS se scrie de obicei sub forma:

$$\frac{\overline{v_i^2}}{\Delta f} = 4kT \frac{2}{3} \frac{1}{g_m} + \frac{K_f}{WL C_{ox} f} . \quad (11.69)$$

O valoare tipică pentru  $K_f$  este de  $3 \times 10^{-24} \text{ V}^2\text{F}$  sau  $3 \times 10^{-12} \text{ V}^2\text{pF}$ .

Generatorul de curent de zgomot echivalent la intrare  $\overline{i_i^2}$  pentru TEC se calculează lăsând intrarea fiecărui circuit din fig. 11.26 în gol și egalând expresiile care rezultă pentru zgomotul la ieșire. Se obține

$$i_i \frac{g_m}{j\omega C_{gs}} = i_g \frac{g_m}{j\omega C_{gs}} + i_d$$

care se scrie

$$i_i = i_g + \frac{j\omega C_{gs}}{g_m} i_d . \quad (11.70)$$

Deoarece  $i_g$  și  $i_d$  reprezintă generatoare *independente* (11.70) se poate scrie astfel:

$$\overline{i_i^2} = \overline{i_g^2} + \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m^2} \overline{i_d^2} . \quad (11.71)$$

Înlocuind (11.14) și (11.15) în (11.17) se găsește

$$\frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} = 2qI_G + \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m^2} \left[ 4kT \frac{2}{3} g_m + K \frac{I_D^a}{f} \right] . \quad (11.72)$$

Identificând în (11.72) câștigul pentru regimul de curent alternativ ca fiind

$$A_f = \frac{g_m}{\omega C_{gs}} . \quad (11.73)$$

rezultă că referirea la intrare a generatoarelor de zgomot de la ieșire se realizează prin împărțirea la  $A_f^2$ .

La frecvențe joase generatorul de curent de zgomot la intrare este determinat de curentul rezidual de grilă,  $I_G$ , care este foarte mic ( $10^{-12} \text{ A}$  sau chiar mai mic). Rezultă că în cazul în care impedanța sursei de semnal este mare tranzistoarele cu efect de câmp au performanțe de zgomot care sunt *cu mult mai bune* ca acelea realizate de tranzistoarele bipolare, deoarece în aceste condiții generatorul de curent de zgomot la intrare este dominant iar valoarea sa pentru TEC este mult mai mică în comparație cu aceea pentru tranzistorul bipolar.

Trebuie totuși subliniat că generatorul de *tensiune de zgomot* de la intrare al unui tranzistor bipolar (expresia 11.50) este tipic *mai mic* ca acela al TEC (expresia 11.68) deoarece tranzistorul bipolar are o transconductanță  $g_m$  mai mare pentru o aceeași valoare a curentului static.

Ca urmare pentru surse de impedanță *mică* tranzistorul bipolar realizează de multe ori performanțe de zgomot *superioare* acelorale ale TEC.

## 11.6 EFECTUL REACȚIEI ASUPRA PERFORMANȚELOR DE ZGOMOT

Reprezentarea performanțelor de zgomot ale unui circuit prin două generatoare de zgomot echivalente la intrare se dovedește extrem de utilă în aprecierea efectului reacției asupra performanțelor de zgomot. Această afirmație va fi ilustrată prin considerarea la început a efectelor unei reacții ideale asupra performanțelor de zgomot ale unui amplificator iar apoi a aspectelor practice ale reacției și performanțelor de zgomot.

### 11.6.1 Efectul reacției ideale asupra performanțelor de zgomot

În fig. 11.28a se indică schema de principiu a unui amplificator cu reacție serie-paralel. Reacția este ideală deoarece rețeaua de reacție este unilaterală, iar semnalul de reacție este dat de o sursă de tensiune ideală. Zgomotul în amplificatorul de bază este reprezentat de generatoarele echivalente la intrare  $\overline{v_{ia}^2}$  și  $\overline{i_{ia}^2}$ . Performanțele de zgomot ale amplificatorului cu reacție vor fi reprezentate de generatoarele de zgomot echivalente la intrare,  $\overline{v_i^2}$  și  $\overline{i_i^2}$  (vezi fig. 11.18b). Valoarea generatorului  $\overline{v_i^2}$  se poate găsi prin scurtcircuitarea intrării fiecărui circuit, punându-se apoi condiția ca zgomotul de la ieșire a celor două circuite să fie același. Deoarece impedanța de ieșire a rețelei de reacție este nulă generatoarele de curent din fiecare circuit sunt scurtcircuitate și cele două circuite sunt identice numai dacă

$$\overline{v_i^2} = \overline{v_{ia}^2} . \quad (11.74)$$

Dacă intrarea fiecărui circuit se lasă în gol, ambele generatoare de tensiune vor fi flotante, deci nu vor avea efect asupra circuitului. Impunând condiția ca ieșirile să fie identice este necesar ca

$$\overline{i_i^2} = \overline{i_{ia}^2} . \quad (11.75)$$

Rezultă că în cazul unei *reacții ideale*, generatoarele echivalente de zgomot de la intrare se pot muta *fără modificări în afara buclei de reacție*; reacția fiind fără *efect* asupra performanțelor de zgomot ale amplificatorului. Deoarece reacția reduce câștigul circuitului *zgomotul de la ieșire* se micșorează în prezența reacției; semnalul este însă micșorat și el în aceeași proporție astfel că raportul semnal-zgomot rămâne neschimbat.

Este ușor de arătat că aceste rezultate sunt valabile pentru toate cele patru configurații de reacție descrise în *Capitolul 8*.



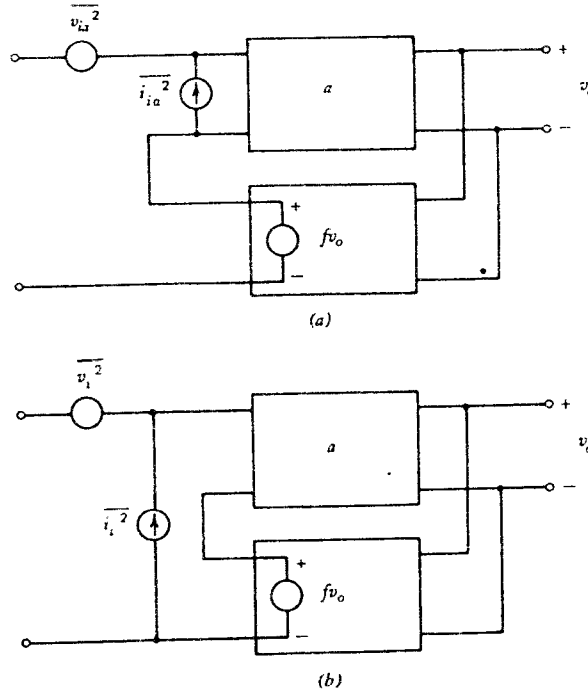


Fig. 11.28 (a) Amplificatorul cu reacție serie-paralel cu generatoare de zgomot. (b) Reprezentarea echivalentă pentru (a) cu două generatoare de zgomot la intrare.

### 11.6.2 Efectul reacției neideale asupra performanțelor de zgomot

Reacția ideală de tip serie-paralel considerată în secțiunea precedentă se realizează uzual în practică în configurația indicată în fig. 11.29a. Circuitul de reacție este un divizor rezistiv format din  $R_E$  și  $R_F$ . Dacă zgomotul amplificatorului de bază este reprezentat prin generatoarele de zgomot echivalente de la intrare  $\overline{v_{ia}^2}$  și  $\overline{i_{ia}^2}$  se includ în generatoarele care dau zgomotul termic în rezistențele  $R_E$  și  $R_F$ , circuitul capătă forma din fig. 11.29b. Performanțele de zgomot ale circuitului vor fi reprezentate de două generatoare echivalente la intrare  $\overline{v_i^2}$  și  $\overline{i_i^2}$  (vezi fig. 11.29c).

Pentru a determina pe  $\overline{v_i^2}$  se scurtcircuitază intrările circuitelor din fig. 11.29b și fig. 11.29c și se egalează expresiile care se obțin pentru zgomotul de la ieșire. Se arată ușor că

$$v_i = v_{ia} + i_{ia}R + \frac{R_F}{R_F + R_E}v_e + \frac{R_E}{R_F + R_E}v_f \quad (11.76)$$

unde

$$R = R_F \parallel R_E. \quad (11.77)$$

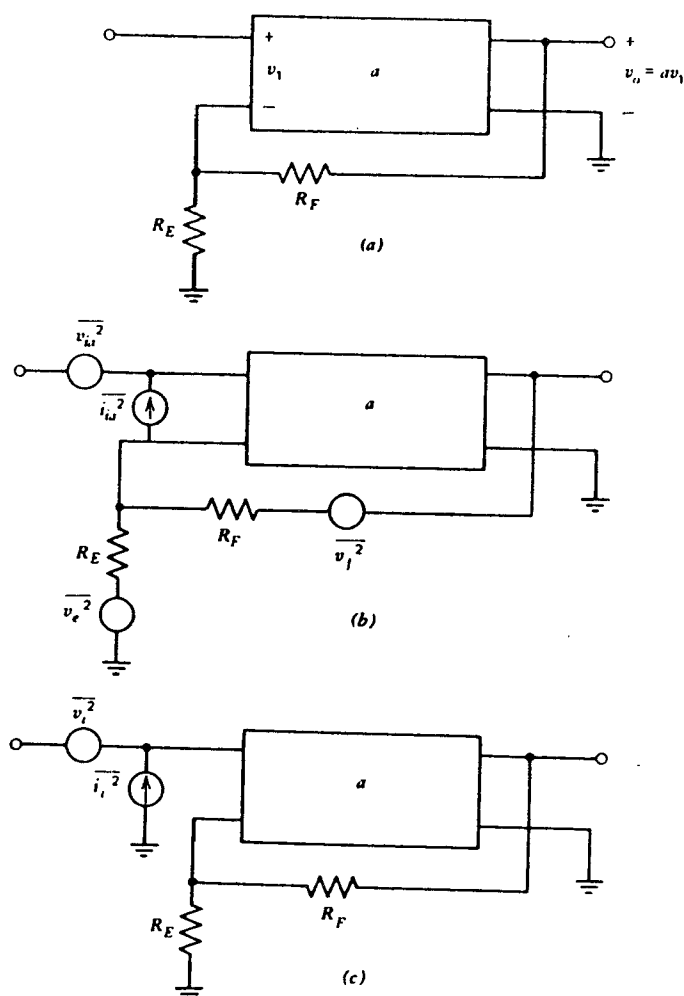


Fig. 11.29 (a) Circuit cu reacție serie-paralel. (b) Circuitul cu reacție serie-paralel care include generatoarele de zgomot. (c) Reprezentarea echivalentă pentru (b) cu două generatoare de zgomot la intrare.

Presupunând că toate sursele de zgomot din (11.76) sunt independente rezultă

$$\overline{v_i^2} = \overline{v_{ia}^2} + \overline{i_{ia}^2} R^2 + 4kTR\Delta f \quad (11.78)$$

în care s-au folosit următoarele relații:

$$\overline{v_e^2} = 4kTR_E\Delta f, \quad (11.79)$$

$$\overline{v_f^2} = 4kTR_F\Delta f. \quad (11.80)$$

Expresia 11.78 arată că în acest caz concret tensiunea de zgomot echivalentă la intrare a amplificatorului cu reacție se compune din tensiunea de zgomot la intrare a amplificatorului de bază și încă doi termeni. Al doilea termen în (11.78) este de obicei neglijabil, dar al treilea

termen, care reprezintă zgomotul termic în  $R=R_E \parallel R_F \approx R_E$ , este de multe ori semnificativ. Curentul de zgomot echivalent la intrare,  $\overline{i_i^2}$ , se calculează lăsând în gol intrarea fiecărui circuit și egalând apoi expresiile care se obțin pentru zgomotul de la ieșire. Este clar că

$$\overline{i_i^2} \approx \overline{i_{ia}^2} \quad (11.81)$$

deoarece zgomotul din rezistoarele de reacție nu mai este amplificat (apare în paralel cu ieșirea). Ca urmare curentul de zgomot echivalent de la intrare *nu este afectat* de aplicarea reacției. Rezultatele anterioare sunt valabile în general pentru o reacție serie la intrare. Pentru o reacție serie aplicată unui singur etaj expresiile deduse anterior sunt valabile pentru  $R_F = \infty$  și  $R = R_E$ .

Dacă amplificatorul de bază din fig. 8.29 este un amplificator operațional calculul anterior se modifică ușor. Această modificare se datorează faptului (prezentat în *Secțiunea 11.8* și fig. 11.39a) că amplificatorul operațional trebuie considerat din punctul de vedere al reprezentării zgomotului ca un dispozitiv cu trei porturi. Totuși dacă în calculele anterioare se utilizează pentru amplificatorul de bază circuitul din fig. 11.39, se obțin expresii foarte asemănătoare cu (11.78) și (11.81).

Să considerăm acum cazul unei reacții paralel la intrare. În calitate de exemplu se va considera circuitul cu reacție paralel-paralel din fig. 11.30a. În fig. 11.30b circuitul este prezentat cu sursele de zgomot  $\overline{v_{ia}^2}$  și  $\overline{i_{ia}^2}$  ale amplificatorului de bază și sursa de zgomot  $\overline{i_f^2}$  dată de rezistorul  $R_F$ . Aceste surse de zgomot sunt referite la intrare pentru a se obține  $\overline{v_i^2}$  și  $\overline{i_i^2}$  din fig. 11.30c. Lăsând în gol intrările din fig. 11.30b și fig. 11.30c și egalând apoi zgomotul de la ieșire se obține

$$i_i = i_{ia} + \frac{v_{ia}}{R_F} + i_f. \quad (11.82)$$

Dacă toate sursele de zgomot se presupun independente se găsește că

$$\overline{i_i^2} = \overline{i_{ia}^2} + \frac{\overline{v_{ia}^2}}{R_F^2} + 4kT \frac{1}{R_F} \Delta f. \quad (11.83)$$

Deci curentul de zgomot echivalent la intrare, cu reacția paralel la intrare, se compune din curentul de zgomot la intrare al amplificatorului de bază și încă un termen care reprezintă zgomotul termic în rezistența de reacție. În mod uzual al doilea termen din (11.83) este neglijabil. Aceste rezultate sunt valabile în general pentru o reacție paralel la intrare. *O regulă generală* pentru calcularea contribuției în curentul de zgomot echivalent la intrare a zgomotului termic din rezistențele de reacție este de a urma procedura de calcul descrisă în *Capitolul 8* pentru determinarea încărcării amplificatorului de bază de către circuitul de reacție. Odată ce au fost determinate rezistențele paralel sau serie care reprezintă încărcarea determinată de rețeaua de reacție, aceleași rezistențe se vor folosi pentru calcularea contribuției la zgomotul la intrare a zgomotului termic dat de rezistențele de reacție.

Scurtcircuitând intrările circuitelor din fig. 11.30b și fig. 11.30c și egalând apoi expresiile care se obțin pentru zgomotul la ieșire, rezultă că

$$\overline{v_i^2} \approx \overline{v_{ia}^2}. \quad (11.84)$$

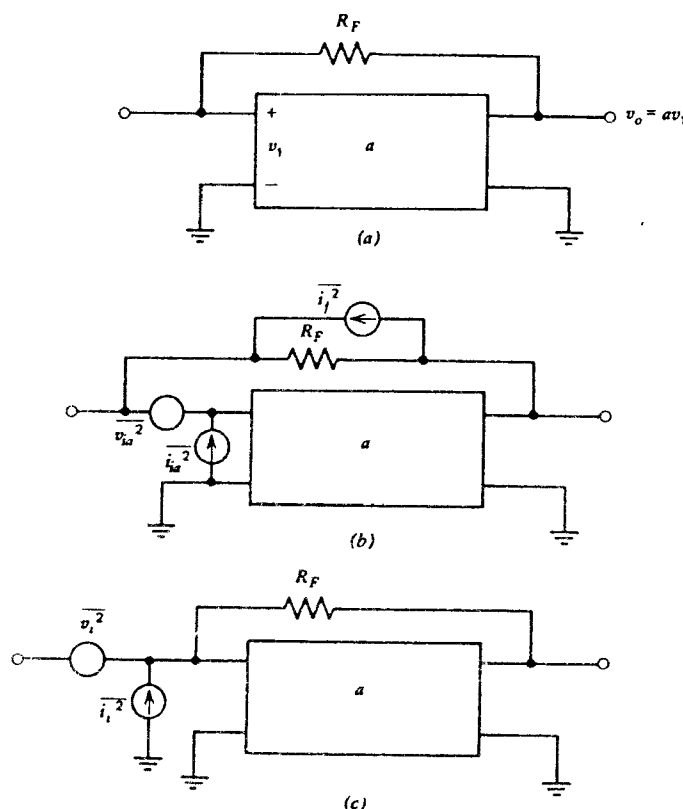


Fig. 11.30 (a) Circuit cu reacție paralel-paralel. (b) Circuitul cu reacție din (a) în care s-au inclus generatoarele de zgomot. (c) Reprezentarea echivalentă pentru (b) cu două generatoare de zgomot la intrare.

Expresiile 11.83 și 11.84 sunt valabile în general pentru o reacție paralel la intrare. Ele se aplică direct și în cazul în care amplificatorul de bază din fig. 11.30 este un amplificator operațional deoarece o intrare fiind la masă amplificatorul se comportă ca un diport.

Rezultate deduse anterior permit justificarea unor presupuneri făcute mai înainte. De exemplu, la determinarea generatorului de curent de zgomot echivalent la intrare al unui tranzistor bipolar (Secțiunea 11.5.1), s-a ignorat prezența capacității colector-bază  $C_\mu$ . Deoarece această capacitate realizează o reacție paralel pe un singur etaj ea nu va afecta semnificativ generatorul de curent de zgomot echivalent al tranzistorului, chiar dacă efectul Miller este dominant. De observat că de la capacitățile nu există o contribuție de zgomot termic, așa cum a fost de la  $R_F$  (fig. 11.30). De asemenea, al doilea termen în (11.83) devine  $\overline{v_{ia}^2}/|Z_F|^2$  unde  $Z_F$  este impedanța capacității  $C_\mu$ . Deoarece la toate frecvențele de interes  $|Z_F|$  este suficient de mare, acest termen este neglijabil.

## ■ EXEMPLU

În calitate de exemplu de calcul de zgomot pentru amplificatoarele cu reacție se va considera perechea cu reacție de curent de bandă largă a cărei schemă de curent alternativ este dată în fig. 11.31. Circuitul este atacat de o sursă de curent, iar răspunsul în frecvență

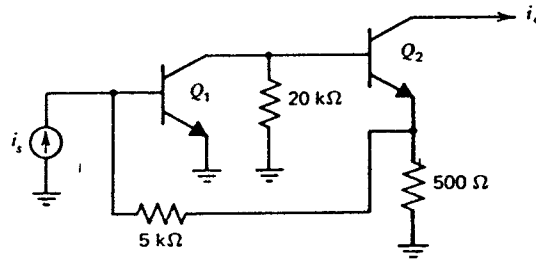


Fig. 11.31 Schema de curent alternativ a unei perechi cu reacție de curent.

$|(i_o/i_i)(j\omega)|$  este plat până la frecvențe de 100 MHz, după care cade rapid. Vom calcula semnalul minim de la intrare,  $i_s$ , astfel ca raportul semnal-zgomot la ieșire să fie mai mare ca 20 dB. Se vor utiliza următoarele valori:  $\beta_1=\beta_2=100$ ,  $f_T=300$  MHz,  $I_{C1}=0,5$  mA,  $I_{C2}=1$  mA,  $f_{T2}=500$  MHz,  $r_{b1}=r_{b2}=100$  Ω. Zgomotul de licărire se va neglija.

Metoda dezvoltată anterior permite determinarea valorilor generatoarelor de zgomot echivalente de la intrare prin examinarea directă a circuitului. O verificare preliminară arată că atât zgomotul dat de rezistența de 20 kΩ dintre etaje cât și zgomotul dat de curentul de bază al tranzistorului  $Q_2$  sunt neglijabile. Folosind regula enunțată în Secțiunea 11.2.2 se găsește că o rezistență de 20 kΩ contribuie cu un curent echivalent de zgomot de  $2,5$  μA. Curentul de bază al tranzistorului  $Q_2$  este de  $10$  μA. Ambii curenți se pot neglija dacă se compară cu curentul de colector al tranzistorului  $Q_1$  care este de  $500$  μA. Ca urmare generatoarele de zgomot de la intrarea întregului circuit vor fi date de generatoarele de zgomot echivalente ale tranzistorului  $Q_1$ , scoase în afara buclei de reacție, împreună cu contribuția zgomotului dat de rezistențele de reacție.

Prin utilizarea metodelor descrise în Capitolul 8 se determină amplificatorul de bază care include efectul încărcării de către rețeaua de reacție și sursele de zgomot. Pentru circuitul din fig. 11.31 se obține rezultatul din fig. 11.32. Generatorul de curent de zgomot echivalent la intrare pentru întregul circuit se poate determina din circuitul echivalent din fig. 11.32 sau din (11.83), înlocuind  $R_F=5,5$  kΩ. Deoarece s-a presupus că circuitul este atacat de la o sursă de curent tensiunea echivalentă de zgomot de la intrare nu prezintă importanță. Din (11.83) se obține

$$\overline{i_i^2} = \overline{i_{ia}^2} + \frac{\overline{v_{ia}^2}}{5500^2} + 4kT \frac{1}{5500} \Delta f. \quad (11.85)$$

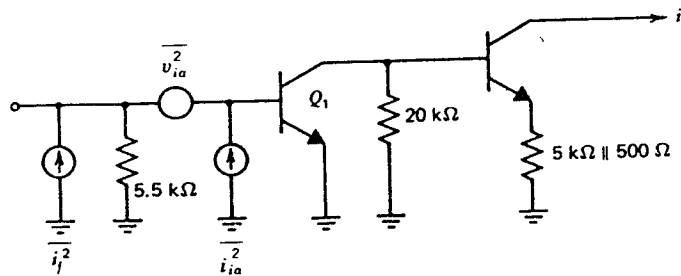


Fig. 11.32 Amplificatorul de bază pentru circuitul din fig. 11.31, care include încărcarea dată de circuitul de reacție și sursele de zgomot.

Utilizând (11.57) și neglijând zgomotul de licărire se găsește pentru  $\overline{i_{in}^2}$

$$\overline{i_{in}^2} = 2q \left[ I_B + \frac{I_C}{|\beta(jf)|^2} \right] \Delta f$$

sau înlocuind valorile numerice

$$\frac{\overline{i_{in}^2}}{\Delta f} = 2q \left[ 5 + \frac{500}{|\beta|^2} \right] \times 10^{-6} \text{ A}^2/\text{Hz} \quad (11.86)$$

Înlocuind pe (11.86) în (11.85) rezultă

$$\frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} = 2q \left[ 5 + \frac{500}{|\beta|^2} \right] \times 10^{-6} + \frac{\overline{v_{ia}^2}}{(5500)^2 \Delta f} + 2q(9,1) \times 10^{-6} \text{ A}^2/\text{Hz} \quad (11.87)$$

unde zgomotul în rezistența de 5,5 k $\Omega$  a fost exprimat ca un curent de zgomot echivalent de 9,1  $\mu\text{A}$ .

Din (11.50) se obține

$$\frac{\overline{v_{ia}^2}}{\Delta f} = 4kT \left[ r_{b1} + \frac{1}{2g_m} \right] = 4kT (126) .$$

Împărțind acest rezultat prin (5500)<sup>2</sup> se găsește

$$\frac{\overline{v_{ia}^2}}{(5500)^2 \Delta f} = 4kT \frac{1}{240000} = \quad (11.88)$$

$$= 2q(0,2) \times 10^{-6} \text{ A}^2/\text{Hz} . \quad (11.89)$$

Rezultă deci, că termenul dat în (11.87) de  $\overline{v_{ia}^2}$  este echivalent cu un zgomot termic într-un rezistor de 240 k $\Omega$  — vezi (11.88) — sau cu un curent de zgomot echivalent de 0,2  $\mu\text{A}$  — vezi (11.89). Ca urmare, în acest exemplu, acest termen este neglijabil, așa cum se întâmplă de obicei.

Combinând toți acești termeni, (11.87) se poate exprima astfel:

$$\begin{aligned} \frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} &= 2q \left[ 5 + \frac{500}{|\beta|^2} + 0,2 + 9,1 \right] \times 10^{-6} \text{ A}^2/\text{Hz} \\ &= 2q \left[ 14,3 + \frac{500}{|\beta|^2} \right] \times 10^{-6} \text{ A}^2/\text{Hz} . \end{aligned} \quad (11.90)$$

Expresia 11.90 arată că densitatea spectrală a curentului de zgomot de la intrare crește la frecvențe înalte (pe măsură ce  $|\beta|$  scade) așa cum era de altfel de așteptat pentru un tranzistor. Pentru un singur tranzistor fără reacție, curentul de zgomot echivalent la intrare crește de asemenea cu frecvența, dar, deoarece câștigul tranzistorului scade odată cu creșterea

frecvenței, densitatea spectrală a zgomotului de la ieșirea unui tranzistor fără reacție va *scădea* întotdeauna odată cu creșterea frecvenței (vezi *Secțiunea 11.4.1*). În cazul acestui exemplu, reacția negativă menține constant câștigul față de variația frecvenței până când se atinge marginea benzii amplificatorului. Ca urmare pentru acest circuit densitatea spectrală a zgomotului de la ieșire va *crește* odată cu creșterea frecvenței (desigur până la atingerea marginii superioare a benzii). Această dependență este ilustrată în fig. 11.33 în care s-au trasat dependența de frecvență a densității spectrale a curentului de zgomot la intrare, a pătratului câștigului amplificatorului și a densității spectrale a curentului de zgomot la ieșire (egală cu produsul primelor două mărimi). Câștigul în curent al circuitului este  $A_I \approx 11$ .

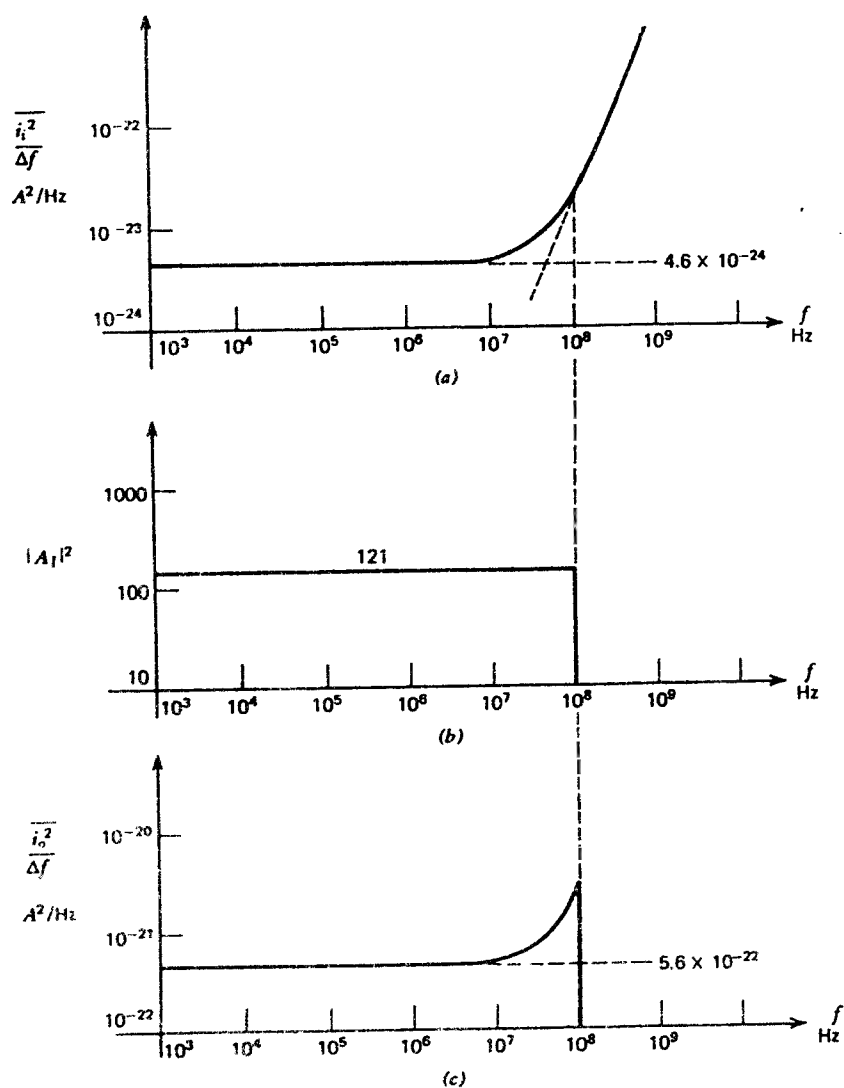


Fig. 11.33 Performanțele de zgomot ale circuitului din fig. 11.32. (a) Spectrul zgomotului echivalent la intrare. (b) Răspunsul în frecvență la pătrat. (c) Spectrul zgomotului la ieșire.

Prin integrarea densității spectrale a curentului de zgomot de la ieșire,

$$\frac{\overline{i_o^2}}{\Delta f} = A_f^2 \frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f}, \quad (11.91)$$

se obține curentul de zgomot total la ieșire al circuitului,  $\overline{i_{oT}^2}$ ,

$$\overline{i_{oT}^2} = \int_0^B A_f^2 \frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} df = A_f^2 \int_0^B 2q \left[ 14,3 + \frac{500}{|\beta(jf)|^2} \right] \times 10^{-6} df \quad (11.92)$$

unde  $A_f^2$  s-a presupus constant până la  $B=10^8$  Hz, după cum s-a specificat anterior. Deoarece

$$\beta(jf) = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\beta_0 f}{f_{T1}}} \quad (11.93)$$

rezultă

$$\frac{1}{|\beta(jf)|^2} = \frac{1}{\beta_0^2} \left[ 1 + \frac{\beta_0^2 f^2}{f_{T1}^2} \right]. \quad (11.94)$$

Înlocuirea expresiei 11.94 în (11.92) conduce la

$$\overline{i_{oT}^2} = A_f^2 2q \times 10^{-6} \int_0^B \left[ 14,3 + \frac{500}{\beta_0^2} \left[ 1 + \frac{\beta_0^2 f^2}{f_{T1}^2} \right] \right] df \quad (11.95)$$

$$= A_f^2 2q \times 10^{-6} \left[ 14,3 + \frac{500}{\beta_0^2} f + \frac{500}{f_{T1}^2} \frac{f^3}{3} \right]_0^B. \quad (11.96)$$

Folosind valorile  $\beta_0=100$  și  $B=100 \text{ MHz}=f_{T1}/3$  se obține:

$$\overline{i_{oT}^2} = A_f^2 \times 2q \times 10^{-6} (14,3 + 18,6B), \quad (11.97)$$

$$\overline{i_{oT}^2} = A_f^2 \times 1,05 \times 10^{-15} \text{ A}^2. \quad (11.98)$$

Curentul de zgomot echivalent la intrare este

$$\overline{i_{iT}^2} = \frac{\overline{i_{oT}^2}}{A_f^2} = 1,05 \times 10^{-15} \text{ A}^2$$

sau

$$i_{iT} = 32,4 \text{ nA}_{ef}. \quad (11.99)$$



Deci curentul de zgomot echivalent la intrare este de  $32,4 \text{ nA}_{ef}$ ; expresia 11.97 arată că în curentul de zgomot echivalent la intrare este dominantă partea dependentă de frecvență. Pentru a se obține un raport semnal-zgomot de 20 dB curentul de semnal de la intrare  $i_i$  trebuie să fie mai mare de  $0,32 \text{ } \mu\text{A}_{ef}$ .

## 11.7 PERFORMANȚELE DE ZGOMOT ALE ALTOR CONFIGURAȚII DE CIRCUITE CU TRANZISTOARE

În circuitele integrate se utilizează de multe ori, în afara etajelor cu emitorul comun considerate până acum, și alte configurații. De exemplu amplificatorul operațional 741 are etajul diferențial de intrare format din repetoare pe emitor care atacă un etaj cu baza comună. În continuare se vor discuta performanțele de zgomot ale configurațiilor de acest tip.

### 11.7.1 Performanțele de zgomot ale etajului cu baza comună

Etajul cu baza comună este utilizat uneori ca amplificator de curent, cu impedanță mică de intrare. După cum s-a menționat mai înainte el se utilizează și în amplificatorul operațional 741 ca etaj de decalare a nivelului. Rezultă că performanțele de zgomot ale acestui etaj sunt de interes.

În fig. 11.34a se indică schema de principiu a etajului cu baza comună, iar în fig. 11.34b circuitul său echivalent de semnal mic, împreună cu generatoarele de zgomot echivalente la intrare determinate pentru etajul cu emitorul comun. Deoarece aceste generatoare de zgomot reprezintă zgomotul tranzistorului pentru orice conexiune, reprezentarea din fig. 11.34b este valabilă și pentru conexiunea cu baza comună. În fig. 11.34c zgomotul etajului cu baza comună este reprezentat în mod standard prin generatoarele de zgomot echivalente de la intrare,  $\overline{v_{iB}^2}$  și  $\overline{i_{iB}^2}$ . Valorile acestor generatoare se pot deduce în funcție de cele de la conexiunea cu emitorul comun scurtcircuitând și lăsând în gol intrările circuitelor din fig. 11.34b și fig. 11.34c și egalând apoi expresiile care rezultă pentru zgomotul la ieșire. Se obține:

$$\overline{i_{iB}^2} = \overline{i_i^2}, \quad (11.100)$$

$$\overline{v_{iB}^2} = \overline{v_i^2}. \quad (11.101)$$

Deci generatoarele de zgomot echivalente la intrare sunt aceleași atât pentru conexiunea cu emitorul comun cât și pentru conexiunea cu baza comună, performanțele de zgomot ale celor două configurații fiind identice, deși impedanțele lor de intrare diferă apreciabil. Deși zgomotele etajelor cu emitorul comun și a celor cu baza comună sunt nominal identice (pentru aceiași parametri ai dispozitivului) există o caracteristică a etajului cu baza comună care îl face în general *nepotrivit* pentru utilizarea ca etaj de intrare de zgomot mic. Această caracteristică este dată de faptul că valoarea câștigului în curent,  $\alpha$ , este practic egală cu unitatea, astfel încât orice curent de zgomot de la ieșirea etajului cu baza comună este referit direct la intrare *fără* nici o atenuare. De exemplu o rezistență de sarcină de  $10 \text{ k}\Omega$ , care are un curent de zgomot echivalent de  $5 \text{ } \mu\text{A}$ , contribuie la intrare chiar cu această valoare a generatorului de curent echivalent.

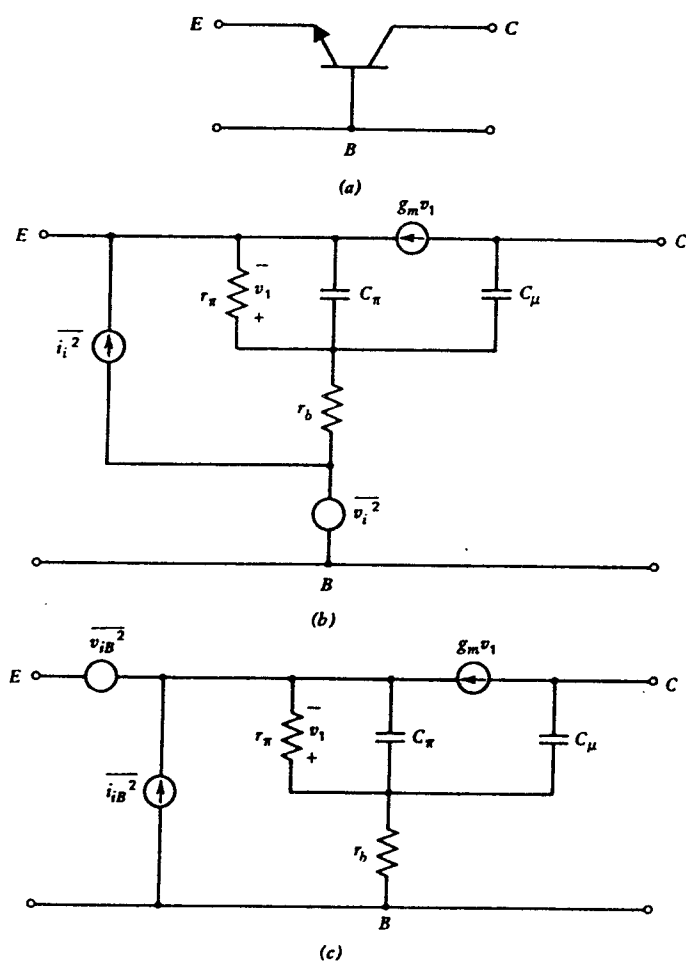


Fig. 11.34 a) Tranzistorul cu baza comună. (b) Circuitul echivalent cu baza comună cu generatoare de zgomot. (c) Circuitul echivalent cu baza comună cu generatoare de zgomot la intrare.

În multe circuite această contribuție poate fi dominantă în curentul de zgomot de la intrare. De asemenea, la intrare sunt referite direct și generatoarele de curent de zgomot ale etajelor care urmează etajului cu baza comună. În circuitele discrete această caracteristică neconvenabilă a etajului cu baza comună se poate depăși prin utilizarea unui transformator care să asigure la ieșire o amplificare de curent. Această opțiune nu este posibilă în proiectarea circuitelor integrate, cu excepția cazului în care se face apel la componente externe.

### 11.7.2 Performanțele de zgomot ale repetorului pe emitor

Fie repetorul pe emitor din fig. 11.35. Performanțele de zgomot ale acestui circuit se pot determina pe baza rezultatelor din secțiunile anterioare. Circuitul va fi privit ca un etaj cu o reacție serie: generatoarele de curent de zgomot echivalente la intrare ale tranzistorului se

transferă nemodificate la intrarea repetorului. Deci, dacă se neglijează zgomotul din  $z_L$ , repetorul pe emitor va avea generatoarele de curent de zgomot echivalente la intrare identice cu acelea din etajele cu emitorul comun sau cu baza comună. Totuși, deoarece câștigul în tensiune al repetorului pe emitor este unitar, tensiunea echivalentă de zgomot a etajului care urmează după repetor se transferă fără modificări la intrare, degradând astfel performanțele de zgomot ale circuitului.

De asemenea trebuie luat în considerație și zgomotul datorat lui  $z_L$ ; observând însă că ieșirea repetorului se ia din emitor, care este un nod de mică impedanță, rezultă că efectul datorat zgomotului lui  $z_L$  este puternic atenuat în comparație cu efectul pe care îl are în cazul unui etaj cu reacție serie.

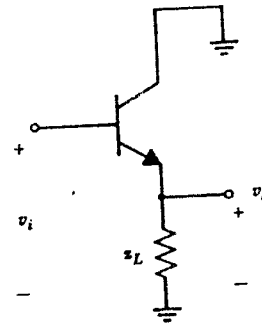


Fig. 11.35 Schema repetorului pe emitor.

### 11.7.3 Performanțele de zgomot ale perechii diferențiale

Determinarea performanțelor de zgomot ale perechii diferențiale are o importanță deosebită deoarece perechea diferențială constituie blocul de bază al circuitelor integrate liniare. În fig. 11.36a se indică schema unei perechi diferențiale; în general baza fiecărui tranzistor este direct accesibilă. Rezultă că acest circuit nu se poate reprezenta în general ca un diport. Nici performanțele sale de zgomot nu se pot reprezenta în modalitatea obișnuită prin două generatoare de zgomot la intrare. Totuși tehnicile de analiză dezvoltate anterior se pot utiliza pentru a se obține o reprezentare de zgomot echivalentă a circuitului, care folosește însă două generatoare de zgomot la *fiecare* intrare, după cum se indică în fig. 11.36b. O versiune mai simplă a acestui circuit echivalent, care utilizează numai trei generatoare de zgomot se indică în fig. 11.36c. Reprezentarea de zgomot din fig. 11.36b se poate determina prin considerarea zgomotului dat de fiecare tranzistor separat.

Să considerăm mai întâi zgomotul în tranzistorul  $Q_1$ , care poate fi reprezentat prin generatoarele de zgomot de la intrare  $\bar{v}_i^2$  și  $\bar{i}_i^2$  (vezi fig. 11.37a). Aceste generatoare de zgomot sunt identice cu acelea pentru un singur tranzistor, date de (11.50) și (11.57). Tranzistorul  $Q_2$  se presupune inițial *nezgomotos*. Impedanța care se vede privind în emitorul său este  $z_{E2}$  (trebuie observat că impedanța  $z_{E2}$  este o funcție de impedanța conectată între baza tranzistorului  $Q_2$  și masă). După cum s-a arătat în secțiunile precedente, generatoarele de zgomot din fig. 11.37a se pot transfera nemodificate la intrarea circuitului (independent de  $z_{E2}$ ) — vezi fig. 11.37b. Această reprezentare se poate utiliza acum pentru a calcula zgomotul la ieșire produs de tranzistorul  $Q_1$  în perechea diferențială, pentru *orice* valoare a impedanțelor conectate între bazele tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$  și masă.

Să considerăm acum zgomotul dat de tranzistorul  $Q_2$ . Într-o modalitate similară cu aceea utilizată pentru tranzistorul  $Q_1$ , reprezentarea de zgomot se va face prin generatoarele  $\bar{v}_i^2$  și  $\bar{i}_i^2$ , ca în fig. 11.37c, în care tranzistorul  $Q_1$  s-a presupus *nezgomotos*. Impedanța  $z_{E1}$  este impedanța care se vede privind în emitorul tranzistorului  $Q_1$ . Dacă tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_2$  sunt

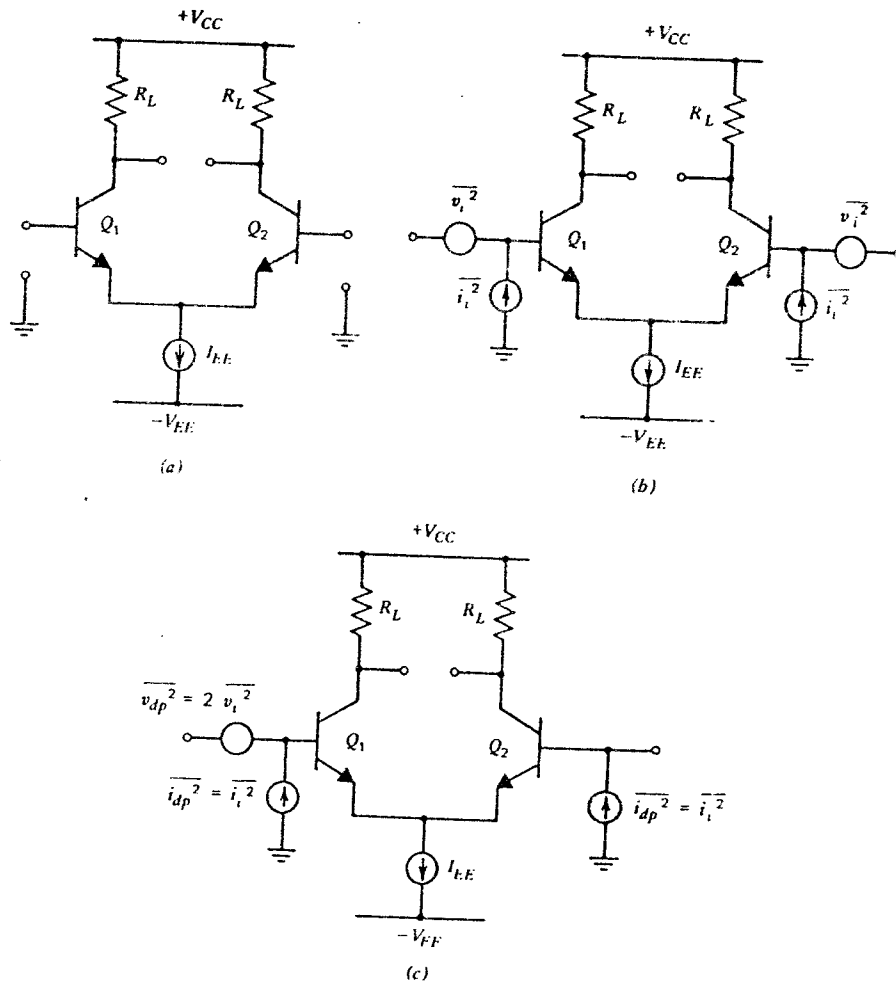


Fig. 11.36 (a) Schema unei perechi diferențiale. (b) Reprezentarea completă a zgomotului perechii diferențiale. (c) Reprezentarea de zgomot simplificată.

identice generatoarele de zgomot echivalent la intrare din fig. 11.37b și fig. 11.37c vor fi și ele identice. Totuși, deoarece sunt produse de tranzistoare diferite, generatoarele de zgomot din fig. 11.37b și fig. 11.37c sunt *independente*. Performanțele totale de zgomot ale perechii diferențiale, care includ atât zgomotul dat de tranzistorul  $Q_1$  cât și acela dat de tranzistorul  $Q_2$ , pot fi deci reprezentate după cum se indică în fig. 11.36b, reprezentare valabilă pentru orice valoare a rezistenței sursei conectate la oricare din intrări. Generatoarele de zgomot  $\overline{v_i^2}$  și  $\overline{i_i^2}$  corespund zgomotului determinat de un singur tranzistor.

Dacă zgomotul dat de  $R_L$  sau de etajele care urmează este semnificativ el trebuie referit la intrarea corespunzătoare, simetric. În practică și sursa de curent  $I_{EE}$  introduce un zgomot; acest zgomot poate fi și el inclus în reprezentarea de zgomot. Totuși, dacă circuitul este perfect echilibrat, zgomotul sursei de curent reprezintă un semnal de mod comun care nu va produce la ieșire un semnal diferențial.

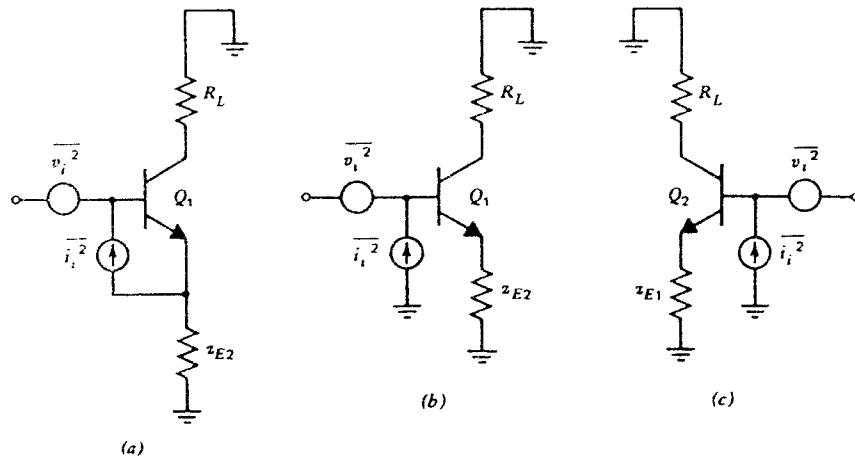


Fig. 11.37 (a) Schema de curent alternativ a unei perechi diferențiale care include numai zgomotul datorat tranzistorului  $Q_1$ . (b) Schema de curent alternativ a unei perechi diferențiale în care zgomotul datorat tranzistorului  $Q_1$  este referit la intrare. (c) Schema de curent alternativ a unei perechi diferențiale care include numai zgomotul datorat tranzistorului  $Q_2$ .

Reprezentarea de zgomot din fig. 11.36b poate fi puțin simplificată, dacă rejecția de mod comun a circuitului este mare. În acest caz unul din generatoarele de tensiune de zgomot poate fi deplasat în cealaltă parte a circuitului (vezi fig. 11.36c). Această simplificare se poate justifica în felul următor. În serie cu fiecare intrare sunt adăugate generatoare de tensiune de zgomot egale, alese astfel încât zgomotul în baza tranzistorului  $Q_2$  să se anuleze. În acest fel în serie cu baza tranzistorului  $Q_1$  rămân două generatoare de tensiune de zgomot, care pot fi reprezentate de un singur generator cu valoarea  $\overline{v_{pd}^2}$ . Ca urmare pentru circuitul din fig. 11.36c se poate scrie

$$\overline{v_{pd}^2} = 2\overline{v_i^2}, \quad (11.102)$$

$$\overline{i_{pd}^2} = \overline{i_i^2} \quad (11.103)$$

unde  $\overline{v_{pd}^2}$  și  $\overline{i_{pd}^2}$  sunt generatoarele de zgomot echivalente la intrare ale perechii diferențiale.

De multe ori perechea diferențială funcționează cu baza tranzistorului  $Q_2$  la masă. În acest caz generatorul de curent de zgomot din baza tranzistorului  $Q_2$  este scurtcircuitat, iar performanțele de zgomot ale circuitului sunt reprezentate de două generatoare de zgomot conectate la baza tranzistorului  $Q_1$ , ca în fig. 11.36c. Generatorul de curent de zgomot echivalent la intrare al perechii diferențiale este egal cu acela datorat unui singur tranzistor, iar generatorul de tensiune de zgomot echivalent la intrare al perechii diferențiale are o valoare *pătruncă medie de două ori mai mare* decât aceea corespunzătoare unui singur tranzistor. Deci o pereche diferențială, atacă de o sursă de mică impedanță, va avea o tensiune de zgomot echivalentă la intrare mai mare cu 3 dB decât aceea a unui etaj cu emitorul comun, care funcționează cu același curent de colector ca al unui tranzistor din pereche.

### 11.8 ZGOMOTUL ÎN AMPLIFICATOARELE OPERAȚIONALE

Amplificatoarele integrate proiectate pentru a funcționa cu un zgomot mic utilizează în general fie etaje simple emitor comun, fie etaje diferențiale cu sarcini rezistive. Deoarece etajul de intrare are atât o amplificare în curent cât și o amplificare în tensiune zgomotul dat de etajele care urmează este în general nesemnificativ; de asemenea contribuția la zgomot a sarcinilor rezistive este mică. Analiza de zgomot a unor astfel de circuite se poate realiza aproape direct prin utilizarea tehnicilor descrise în acest capitol.

Totuși circuitele de acest tip (amplificatorul operațional 725 este un exemplu) sunt ineficiente din punctul de vedere al optimizării unor parametri importanți ai amplificatorului operațional cum ar fi, de exemplu, câștigul cu bucla deschisă și banda. Utilizarea sarcinilor active, ca în amplificatorul operațional 741, permite realizarea unor valori foarte ridicate ale câștigului cu un număr relativ redus de etaje, ceea ce constituie un avantaj semnificativ în proiectarea circuitului. Totuși prin însăși natura lor, sarcinile active amplifică propriul lor zgomot intern determinând o degradare considerabilă a performanțelor de zgomot ale circuitului.

În continuare se va face o analiză de zgomot aproximativă a amplificatorului 741 pentru a ilustra afirmațiile anterioare și pentru a se pune în evidență compromisurile pe care le implică proiectarea circuitelor de uz general.

O schemă simplificată a circuitului de intrare a amplificatorului 741 este dată în fig. 11.38a. Tranzistorul  $Q_5$  este conectat ca diodă (de aceea și este indicat prin simbolul de diodă). Componentele  $Q_5$ ,  $Q_6$ ,  $R_1$  și  $R_3$  ale sarcinii active generează zgomot, contribuind la zgomotul de la ieșire,  $i_o$ . Deoarece tranzistoarele  $Q_3$  și  $Q_4$  prezintă sarcinii active o impedanță mare, zgomotul datorat sarcinii active se poate calcula utilizând circuitul indicat în fig. 11.38b. Zgomotul dat de  $Q_6$  și  $R_2$  este reprezentat de generatoarele de zgomot echivalente la intrare  $\overline{v_{i6}^2}$  și  $\overline{i_{i6}^2}$ . Deoarece dioda  $Q_5$  și rezistorul  $R_1$  determină în baza tranzistorului  $Q_6$  o impedanță relativ scăzută, efectul generatorului  $\overline{i_{i6}^2}$  se poate neglija.

Folosind rezultatele din Secțiunea 11.6.2 și neglijând zgomotul de licărire se obține

$$\frac{\overline{v_{i6}^2}}{\Delta f} = 4kT \left[ r_{b6} + \frac{1}{2g_{m6}} + R_3 \right]. \quad (11.104)$$

Curentul de zgomot datorat diodei  $Q_5$  (vezi Secțiunea 11.2.1) este

$$\frac{\overline{i_5^2}}{\Delta f} = 2qI_{CS}. \quad (11.105)$$

Deoarece rezistența de semnal mic a diodei este  $r_d = kT/qI_{CS} = 1/g_{m5}$ , zgomotul diodei poate fi transformat în tensiunea echivalentă Thévenin în serie cu dioda:

$$\frac{\overline{v_s^2}}{\Delta f} = 2qI_{CS} \frac{1}{g_{m5}^2} = 4kT \frac{1}{2g_{m5}}. \quad (11.106)$$

În serie cu  $Q_5$  va apare și o tensiune de zgomot datorată rezistenței bazei:

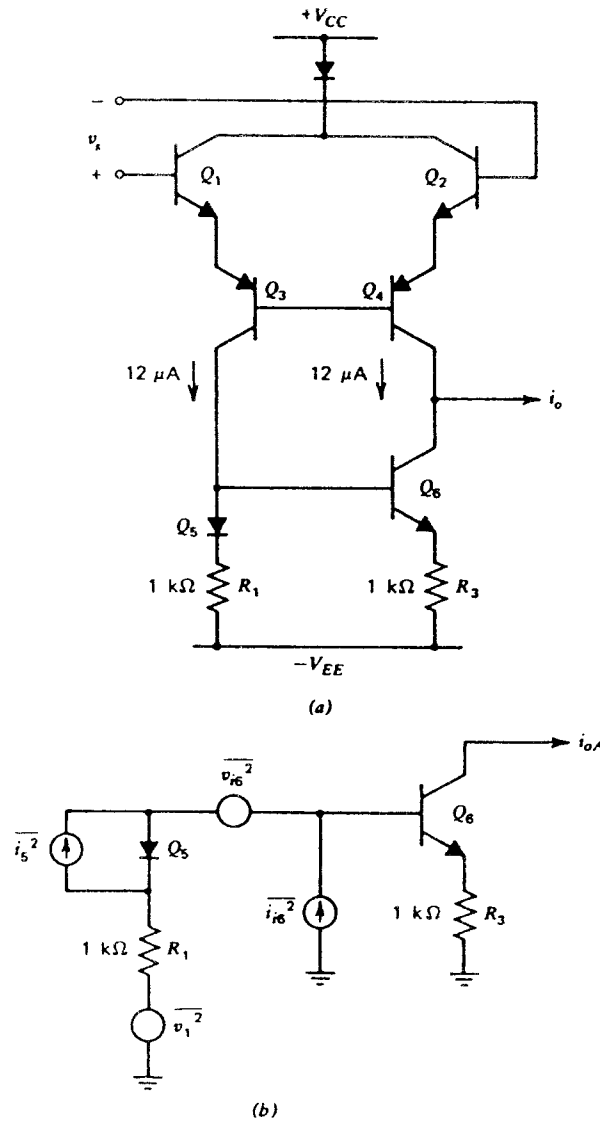


Fig. 11.38 (a). Schema simplificată a etajului de intrare din amplificatorul operațional 741. (b) Schema de curent alternativ (inclusiv zgomotul) a sarcinii active din amplificatorul operațional 741.

$$\frac{\overline{v_{b5}^2}}{\Delta f} = 4kTr_{b5} . \quad (11.107)$$

În sfârșit zgomotul dat de  $R_1$  este:

$$\frac{\overline{v_1^2}}{\Delta f} = 4kTR_1 . \quad (11.108)$$

Combinând (11.106), (11.07), (11.108) și (11.104) într-un singur generator de tensiune de zgomot  $\overline{v_A^2}$  în serie cu baza tranzistorului  $Q_6$ , se obține

$$\frac{\overline{v_A^2}}{\Delta f} = 4kT \left[ r_{b6} + \frac{1}{2g_{m6}} + R_3 + \frac{1}{2g_{m5}} + r_{b5} + R_1 \right]. \quad (11.109)$$

În continuare se va evalua valoarea acestui generator de zgomot. Curentul din punctul static de funcționare prin tranzistoarele  $Q_5$  și  $Q_6$  este de aproximativ  $12 \mu\text{A}$ : se obține  $1/2g_{m5} = 1/2g_{m6} = 1,08 \text{ k}\Omega$ . Rezistențele  $R_1$  și  $R_3$  sunt egale,  $R_1 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ , iar rezistența de bază are o valoare tipică, pentru tranzistoarele de arie mică,  $r_b = 500 \Omega$ . Din (11.109) rezultă

$$\frac{\overline{v_A^2}}{\Delta f} = 4kT(5160) \quad (11.110)$$

care produce un curent de zgomot la ieșire

$$i_{oA} \approx \frac{1}{\frac{1}{g_{m6}} + R_3} v_A \approx \frac{v_A}{3160}. \quad (11.111)$$

Înlocuind (11.110) în (11.111) se găsește

$$\frac{\overline{i_{oA}^2}}{\Delta f} = 4kT \frac{5160}{3160^2}. \quad (11.112)$$

Referirea acestui curent la intrarea circuitului complet din fig. 11.38a se realizează utilizând algoritmul standard descris în secțiunile precedente. Să determinăm în continuare contribuția la tensiunea de zgomot echivalentă la intrare. O tensiune,  $v_i$ , aplicată la intrarea circuitului complet din fig. 11.38a, determină un curent  $i_o$ ,

$$\frac{i_o}{v_i} = \frac{g_{m1}}{2},$$

deci

$$\overline{i_o^2} = \frac{g_{m1}^2}{4} \overline{v_i^2}. \quad (11.113)$$

Egalând expresiile 11.112 și 11.113 ale curentului de zgomot de la ieșire se obține tensiunea de zgomot echivalentă la intrare, corespunzătoare generatorului  $\overline{i_{oA}^2}$ :

$$\frac{\overline{v_{iA}^2}}{\Delta f} = 4kT \frac{5160}{3160^2} \frac{4}{g_{m1}^2} = 4kT \frac{5160}{3160^2} 4 \times 2160^2 = 4kT(9640). \quad (11.114)$$

Rezultă că sarcina activă aduce la rezistența de zgomot echivalentă la intrare a amplificatorului operațional 741 o contribuție de  $9,64 \text{ k}\Omega$ .



Celelalte contribuții importante se determină prin examinarea fig. 11.38a. Tensiunile de zgomot echivalente la intrare ale tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$ , din propriile lor emitoare sunt cele ale unui etaj cu emitorul comun (vezi *Secțiunea 11.7.1*). Acest zgomot poate fi transferat nemodificat la intrarea circuitului complet, deoarece repetoarele pe emitor  $Q_1$  și  $Q_2$  au câștigul în tensiune unitar (vezi *Secțiunea 11.7.2*). Curenții de zgomot echivalenți ai tranzistoarelor  $Q_3$  și  $Q_4$  din propriile lor emitoare au o influență neglijabilă deoarece impedanța de sursă văzută de  $Q_3$ ,  $Q_4$  în emitoarele lui  $Q_1$  și respectiv  $Q_2$  este suficient de mică. Ca urmare această contribuție se va neglija în această analiză aproximativă. În sfârșit, rezultatele din *Secțiunea 11.7.3* arată că pătratul tensiunii de zgomot echivalentă la intrare a etajului diferențial de intrare este dată de suma valorilor corespunzătoare pentru fiecare jumătate a circuitului. Rezultă astfel contribuția datorată tranzistoarelor  $Q_1$ — $Q_4$  la tensiunea de zgomot de la intrare:

$$\frac{\overline{v_{iB}^2}}{\Delta f} = 4kT \left[ \frac{1}{2g_{m1}} + \frac{1}{2g_{m2}} + \frac{1}{2g_{m3}} + \frac{1}{2g_{m4}} + r_{b1} + r_{b2} + r_{b3} + r_{b4} \right]. \quad (11.115)$$

Presupunând pentru fiecare tranzistor un curent static de colector de  $12 \mu\text{A}$  și  $r_b = 500 \Omega$ , din (11.115) se găsește:

$$\frac{\overline{v_{iB}^2}}{\Delta f} = 4kT(6320). \quad (11.116)$$

Combinând (11.114) și (11.116) se obține pentru tensiunea totală de zgomot de la intrare a amplificatorului operațional 741

$$\frac{\overline{v_i^2}}{\Delta f} = 4kT(16000). \quad (11.117)$$

Deci tensiunea de zgomot la intrarea lui 741 este reprezentată printr-o rezistență de zgomot echivalentă de  $16 \text{ k}\Omega$ . De observat că sarcina activă este aceea care aduce o contribuție majoră la zgomot. Mărima tensiunii de zgomot se poate aprecia presupunând că circuitul este comandat de o sursă cu rezistența de  $1 \text{ k}\Omega$ ; amplificatorul 741 adaugă în acest caz de 16 ori mai multă putere de zgomot decât rezistența sursei.

Calculule anterioare s-au referit la tensiunea de zgomot echivalentă la intrare a amplificatorului operațional 741. Un calcul similar se poate face și pentru determinarea curentului de zgomot echivalent la intrare. Acest calcul pune în evidență contribuția dominantă a zgomotului dat de curentul de bază al tranzistoarelor de la intrarea amplificatorului. Câștigul în curent al repetoarelor pe emitor din intrare este suficient pentru a ne asigura că zgomotul etajelor care urmează, incluzând și zgomotul din sarcinile active, are o contribuție neglijabilă la curentul de zgomot de la intrare. Deoarece circuitul este diferențial, în conformitate cu discuția performanțelor de zgomot ale perechii diferențiale din *Secțiunea 11.7.3*, reprezentarea completă de zgomot (vezi fig. 11.39) conține la intrare tensiunea de zgomot echivalentă și două generatoare

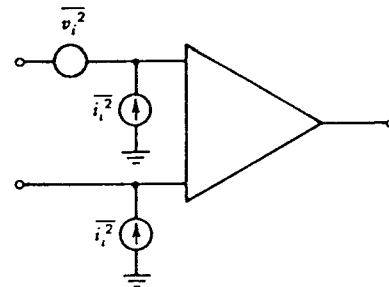


Fig. 11.39 Reprezentarea de zgomot completă a amplificatorului operațional.

de curent de zgomot echivalente. Generatorul de curent de zgomot echivalent la intrare este dat de (se neglijează zgomotul de licărire)

$$\frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} \approx 2qI_B$$

unde  $I_B$  este curentul de bază din punctul static de funcționare al tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ , din fig. 11.38a. Înlocuirea valorilor tipice conduce la

$$\frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} \approx 2q(0,2 \times 10^{-6}) . \quad (11.118)$$

În continuare se vor discuta performanțele de zgomot ale unor configurații speciale de amplificatoare operaționale, care au fost descrise în *Capitolul 6*. În acest capitol s-au indicat trei tehnici de reducere a valorii curentului de polarizare al intrării unui amplificator operațional, tehnici care dau rezultate semnificativ diferite din punctul de vedere al performanțelor de zgomot.

Prima tehnică de anulare a curentului de polarizare, descrisă de schema din fig. 6.36, se bazează pe injectarea de către  $Q_5$  și  $Q_6$  a unor curenți egali cu curenții de polarizare, anulându-se astfel efectul dat de curenții de bază ai tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ . Deoarece curenții de colector ai tranzistoarelor  $Q_5$  și  $Q_6$  conțin un zgomot care *nu este corelat* cu zgomotul dat de curentul de bază al tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_2$ , curentul de zgomot total la intrare se *mărește* pentru această structură a schemei, iar performanțele de zgomot se *degradează*. Tensiunea de zgomot echivalentă la intrare este neafectată, fiind determinată de curenții statici din  $Q_1$  și  $Q_2$  deoarece în acest etaj de intrare nu mai există sarcini active.

Celelalte două tehnici de reducere a valorii curentului de polarizare se bazează pe utilizarea la intrare de tranzistoare super- $\beta$  (vezi fig. 6.37) sau de tranzistoare cu efect de câmp (vezi fig. 6.38 și fig. 6.40). Ambele variante conduc la o *reducere* semnificativă a curentului de zgomot și deci la o *îmbunătățire* a performanțelor de zgomot. Tensiunea de zgomot echivalentă pentru aceste circuite depinde de curentul din punctul static de funcționare al tranzistoarelor din intrare și de caracteristicile sarcinii active.

Să considerăm cazul etajului de intrare CMOS prezentat în fig. 11.40. Zgomotul fiecărui tranzistor MOS este reprezentat prin generatorul său echivalent de zgomot. Tensiunea a generatorului echivalent de zgomot la intrare,  $\overline{v_{echT}^2}$ , se calculează egalând curentul de zgomot la ieșire  $\overline{i_o^2}$  pentru circuitele din fig. 11.40a și fig. 11.40b; se obține expresia

$$\overline{v_{echT}^2} = \overline{v_{ech1}^2} + \overline{v_{ech2}^2} + \left[ \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \right]^2 (\overline{v_{ech3}^2} + \overline{v_{ech4}^2}) \quad (11.119)$$

în care s-a presupus  $g_{m1} = g_{m2}$  și că  $g_{m3} = g_{m4}$ . Se constată că în zgomotul de la intrare zgomotul tranzistoarelor de intrare se regăsește integral, în timp ce contribuția tranzistoarelor sarcină este redusă cu un factor egal cu rădăcina pătrată din raportul dintre transconductanța lor și aceea a tranzistoarelor de intrare.

Importanța acestui fapt pentru proiectare, se pune în evidență considerând separat zgomotul  $1/f$  referit la intrare și zgomotul termic referit la intrare.

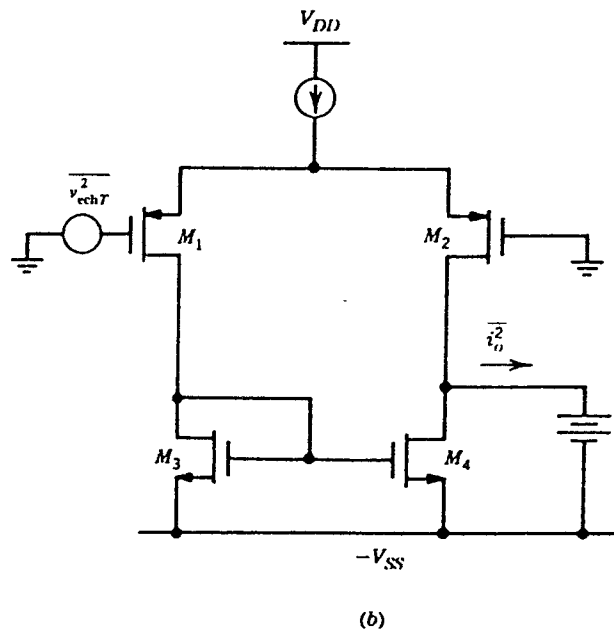
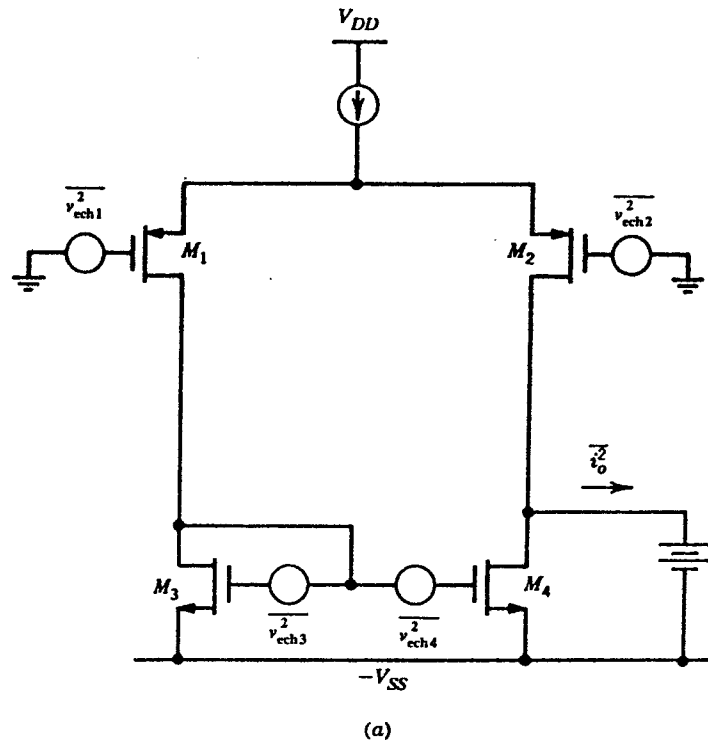


Fig. 11.40 (a) Contribuția la zgomot a tranzistoarelor dintr-un etaj de intrare CMOS. (b) Modelarea zgomotului printr-un generator de zgomot echivalent la intrare.

Dependența de geometria dispozitivului și de condițiile de polarizare a porțiunii  $1/f$  a spectrului zgomotului echivalent la intrare a fost discutată anterior. În datele publicate referitoare la zgomotul  $1/f$  există discrepanțe considerabile, situație care pune în evidență faptul că zgomotul  $1/f$  este datorat unui mecanism care este puternic afectat de detaliile procesului de fabricație. Modelul cel mai larg acceptat pentru zgomotul  $1/f$  este acela că, pentru un tranzistor dat, zgomotul echivalent referit în tensiunea de grilă este aproximativ independent de condițiile de polarizare în saturație și invers proporțional cu capacitatea grilei tranzistorului. Rezultatele analitice prezentate în continuare se bazează pe acest model, dar trebuie subliniat că dependența reală trebuie verificată pentru fiecare proces tehnologic și pentru fiecare tip de dispozitiv. Deci

$$\overline{v_{ech}^2} = \frac{K_f \Delta f}{C_{ox} W L f} \quad (11.120)$$

unde parametrul  $K_f$  este coeficientul zgomotului de licărire. Utilizând aceste presupuneri și (11.119), pentru generatorul de zgomot  $1/f$  echivalent al circuitului din fig. 11.40a se obține:

$$\overline{v_{1/f}^2} = \frac{2K_p}{f W_1 L_1 C_{ox}} \left( 1 + \frac{K_n \mu_n L_1^2}{K_p \mu_p L_3^2} \right) \Delta f \quad (11.121)$$

unde  $K_n$  și  $K_p$  sunt coeficienții zgomotului de licărire pentru tranzistorul cu canal  $n$ , respectiv cu canal  $p$ . În funcție de detaliile de proces acești coeficienți pot fi comparabili sau se pot afla într-un raport de doi sau mai mult. De observat că în (11.121) primul factor reprezintă contribuția la zgomotul echivalent la intrare numai a tranzistoarelor de intrare, iar termenul din paranteze creșterea zgomotului peste această contribuție, datorată tranzistoarelor sarcină.

Din expresia termenului din paranteze rezultă că contribuția la zgomot a sarcinii devine suficient de mică dacă lungimea canalului tranzistoarelor sarcină se face mai mare decât aceea a tranzistoarelor de intrare cu un factor de doi sau mai mult. Apoi, pentru a atinge performanțele de zgomot dorite, tranzistoarele de intrare se vor face suficient de late. Este interesant de observat că modificarea lărimii canalului tranzistoarelor sarcină nu afectează performanțele de zgomot  $1/f$ .

Performanțele de zgomot termic ale circuitului din fig. 11.40a se calculează în modul următor. După cum s-a arătat în Secțiunea 11.3.3 zgomotul termic referit la intrare pentru un tranzistor MOS este dat de relația:

$$\overline{v_{ech}^2} = 4kT \left( \frac{2}{3g_m} \right) \Delta f. \quad (11.122)$$

Folosind aceeași metodă ca și în cazul zgomotului de licărire pentru generatorul de zgomot termic echivalent al circuitului din fig. 11.40a se obține

$$\overline{v_{Th}^2} = 4kT \frac{4}{3\sqrt{2}\mu_p C_{ox}(W/L)_1 I_D} \left( 1 + \sqrt{\frac{\mu_n(W/L)_3}{\mu_p(W/L)_1}} \right) \Delta f \quad (11.123)$$

unde  $I_D$  este curentul din punctul static de funcționare prin fiecare tranzistor. La fel ca mai înainte primul factor reprezintă contribuția la zgomotul termic la intrare numai a tranzistoarelor de intrare iar termenul din paranteze creșterea zgomotului peste această contribuție datorată tranzistoarelor sarcină. Termenul din paranteze este mic dacă raportul mărimilor  $W/L$  se alege

astfel încât transconductanța tranzistoarelor de intrare să fie mult mai mare decât transconductanța tranzistoarelor sarcină. În cazul în care este satisfăcută această condiție zgomotul la intrare este determinat numai de transconductanța tranzistoarelor de intrare.

## 11.9 BANDA DE ZGOMOT

În analizele de zgomot realizate până acum pentru circuitele considerate ca exemple s-au presupus caracteristici câștig-frecvență simple cu margini abrupte ale benzii (vezi fig. 11.33b). Calcularea zgomotului total al circuitului se reducea de fapt la integrarea pe toată banda a densității sale spectrale. În practică, pentru majoritatea circuitelor nu se întâlnesc astfel de caracteristici câștig-frecvență ideale, calcularea zgomotului total al circuitului fiind în aceste cazuri mult mai complexă. Dacă, însă, densitatea spectrală a zgomotului echivalent de la intrare este *constantă* și independentă de frecvență (adică zgomotul este alb) calculele se pot simplifica utilizând conceptul de *bandă de zgomot*, care va fi descris în continuare.

Fie un amplificator ca acela din fig. 11.41, care se presupune comandat de o sursă de impedanță mică, astfel că performanțele de zgomot sunt determinate numai de tensiunea

de zgomot echivalentă la intrare  $\overline{v_i^2}$ . Se va considera la început (vezi fig. 11.42a) că densitatea spectrală a tensiunii de zgomot de la intrare este independentă de frecvență):

$\overline{v_i^2}/\Delta f = S_i(f) = S_{i0}$ . În plus se va presupune că

dependența de frecvență a pătratului modulului câștigului în tensiune,  $|A_v(jf)|$ , al circuitului are forma indicată în fig. 11.42b.

Densitatea spectrală a tensiunii de zgomot de la ieșire,  $S_o(f) = \overline{v_o^2}/\Delta f$ , este dată de produsul dintre densitatea spectrală a tensiunii de zgomot de la intrare și pătratul câștigului în tensiune (vezi fig. 11.42c). Tensiunea *totală* de zgomot de la ieșire se obține făcând suma de la 0 la  $\infty$  a contribuției lui  $S_o(f)$  într-o bandă incrementală  $\Delta f$ :

$$\begin{aligned} \overline{v_{oT}^2} &= \sum_{f=0}^{\infty} S_o(f) \Delta f = \int_0^{\infty} S_o(f) df = \int_0^{\infty} |A_v(jf)|^2 S_{i0} df \\ &= S_{i0} \int_0^{\infty} |A_v(jf)|^2 df. \end{aligned} \quad (11.124)$$

Evaluarea integralei din (11.124) este de cele mai multe ori dificilă, cu excepția cazului câtorva funcții de transfer foarte simple. Totuși, dacă problema se rescrie într-o *formă normală*, integralele care corespund unor funcții uzuale de circuit se vor putea calcula și tabela pentru a fi utilizate în calculele de zgomot. Urmând această idee, să considerăm o funcție de transfer ca aceea din fig. 11.43 care la joasă frecvență are aceeași valoare a câștigului  $A_{v0}$  ca și circuitul inițial și o tăiere abruptă a câștigului la frecvența  $f_N$ .

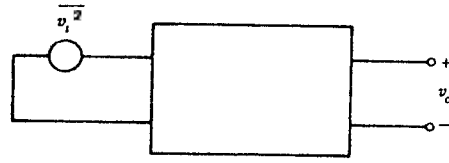


Fig. 11.41 Circuit cu generator de tensiune de zgomot echivalent la intrare.

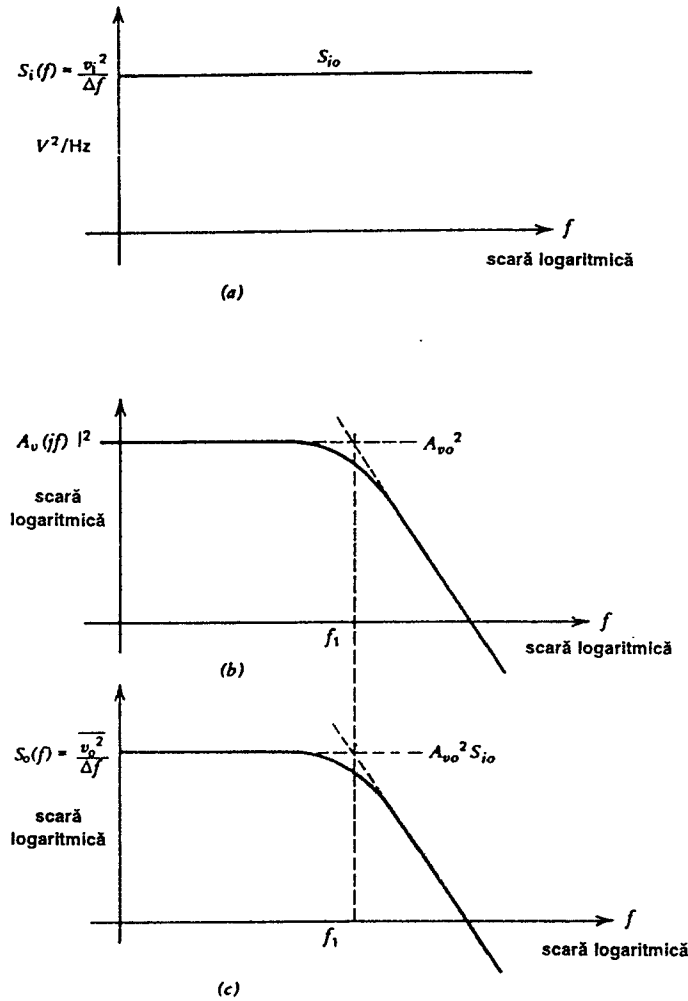


Fig. 11.42 Parametrii care s-au presupus pentru circuitul din fig. 11.41. (a) Densitatea spectrală a tensiunii de zgomot echivalente la intrare. (b) Funcția de transfer a circuitului, la pătrat. (c) Densitatea spectrală a tensiunii de zgomot de la ieșire.

Frecvența  $f_N$  se alege în așa fel încât să se obțină *aceeași* tensiune totală de zgomot la ieșire, ca și pentru circuitul inițial, dacă la intrare se aplică o aceeași tensiune de zgomot. Deci

$$\overline{v_{oT}^2} = S_{io} A_{vo}^2 f_N. \quad (11.125)$$

Egalând (11.119) și (11.120) se obține

$$f_N = \frac{1}{A_{vo}^2} \int_0^{\infty} |A(jf)|^2 df \quad (11.126)$$

unde  $f_N$  este *banda echivalentă de zgomot* a circuitului.

Deși acest rezultat s-a obținut pentru cazul unei funcții de transfer tensiune-tensiune, el se poate generaliza pentru orice tip de funcție de transfer. De observat că în condițiile în care pentru funcția de transfer a circuitului se dispune de date numerice determinate experimental integrala din expresia 11.126 se poate calcula numeric.

Odată ce a fost determinată banda de zgomot folosind relația 11.126, zgomotul total la ieșire se calculează imediat din expresia 11.125. Avantajul prezentat de relația 11.126 este dat de *normarea* câștigului circuitului de valoarea sa de la joasă frecvență. Ca urmare determinarea lui  $f_N$  implică numai cunoașterea răspunsului în frecvență al circuitului care poate fi dat în general, o întreagă clasă de circuite fiind astfel acoperită de rezultatele unui singur calcul. De exemplu, să considerăm un amplificator cu un răspuns în frecvență caracterizat de un singur pol, de forma

$$A_v(jf) = \frac{A_{v0}}{1 + j \frac{f}{f_1}} \quad (11.127)$$

unde  $f_1$  este frecvența de  $-3$  dB. Banda de zgomot a acestui circuit se determină din (11.126):

$$f_N = \int_0^{\infty} \frac{df}{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} = \frac{\pi}{2} f_1 = 1,57 f_1. \quad (11.128)$$

Acest rezultat dă banda de zgomot pentru *orice* circuit cu un singur pol. Banda de zgomot este de 1,57 ori mai mare decât banda la  $-3$  dB.

### ■ EXEMPLU

În calitate de exemplu de calcul al benzii de zgomot, să considerăm un amplificator operațional 741 care lucrează într-o configurație cu reacție, cu un câștig la joasă frecvență  $A_{v0} = 100$ . Se cere să se calculeze zgomotul total de la ieșire,  $v_{ot}$ , dat de circuit, în condițiile în care sursa are o impedanță nulă și zgomotul de licărire este neglijabil.

Presupunând că amplificatorul are o valoare a frecvenței la care câștigul este unitar de 1,5 MHz, rezultă că funcția de transfer pentru o configurație cu câștigul 100 va avea frecvența de  $-3$  dB la 15 kHz și un răspuns caracterizat de un singur pol.

Valoarea benzii de zgomot se obține din (11.128):

$$f_N = 1,57 \times 15 \text{ kHz} = 23,5 \text{ kHz}. \quad (11.129)$$

Presupunând că circuitul este alimentat de la o sursă de impedanță nulă, și folosind pentru rezistența de zgomot echivalentă de la intrare valoarea calculată anterior (16 kΩ), se

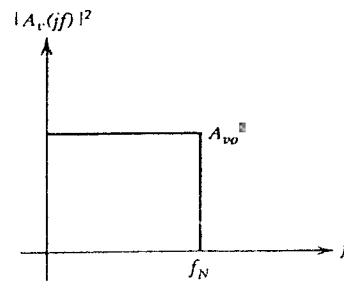


Fig. 11.43 Funcția de transfer a unui circuit care are la ieșire același zgomot ca și un circuit cu funcția de transfer specificată în fig. 11.42b.

obține pentru densitatea spectrală a tensiunii de zgomot la intrare, la joasă frecvență, pentru amplificatorul operațional 741 o valoare

$$S_{i0} = \frac{\overline{v_i^2}}{\Delta f} = 4kT(16000) = 2,66 \times 10^{-16} \text{ V}^2/\text{Hz} . \quad (11.130)$$

Ținând cont de  $A_{v0} = 100$  și înlocuind (11.124), (11.125) în (11.120) se obține pentru tensiunea totală de zgomot de la ieșire:

$$\overline{v_{oT}^2} = 2,66 \times 10^{-16} \times 10^4 \times 23,5 \times 10^3 \text{ V}^2 = 6,25 \times 10^{-8} \text{ V}^2$$

sau

$$v_{oT} = 250 \mu\text{V}_{ef} .$$

Calculele anterioare de bandă de zgomot s-au bazat pe presupunerea că spectrul de zgomot este plat. Deși această presupunere se verifică de multe ori în practică — conceptul de bandă de zgomot fiind util în aceste cazuri, există totuși și multe alte cazuri în care spectrul zgomotului de la intrare este dependent de frecvență. În această ultimă situație tensiunea de zgomot totală de la ieșire va fi dată de

$$\overline{v_{oT}^2} = \int_0^{\infty} S_o(f) df = \quad (11.131)$$

$$= \int_0^{\infty} |A_v(jf)|^2 S_i(f) df \quad (11.132)$$

unde  $A_v(jf)$  este câștigul în tensiune al circuitului iar  $S_i(f)$  este densitatea spectrală a tensiunii de zgomot de la intrare. Notând  $A_{vs}$  valoarea câștigului în tensiune al circuitului la frecvența semnalului aplicat la intrare, tensiunea totală de zgomot echivalent la intrare devine

$$\overline{v_{iT}^2} = \frac{1}{A_{vs}^2} \int_0^{\infty} |A_v(jf)|^2 S_i(f) df \quad (11.133)$$

$$= \int_0^{\infty} \left| \frac{A_v(jf)}{A_{vs}} \right|^2 S_i(f) df . \quad (11.134)$$

Ecuția 11.134 arată că, în general, tensiunea totală de zgomot echivalentă la intrare a unui circuit se obține prin integrarea produsului dintre spectrul tensiunii de zgomot de la intrare și funcția normată a câștigului în tensiune. O ultimă chestiune care va fi abordată în această secțiune este aceea care apare atunci când se calculează zgomotul de licărire în amplificatoarele de curent continuu.

Fie de exemplu, un amplificator care are o densitate spectrală a zgomotului de la intrare ca aceea indicată în fig. 11.44a și un câștig în tensiune care este constant începând din curent continuu până la  $f_1 = 10 \text{ kHz}$ , frecvență la care scade brusc (vezi fig. 11.44b).



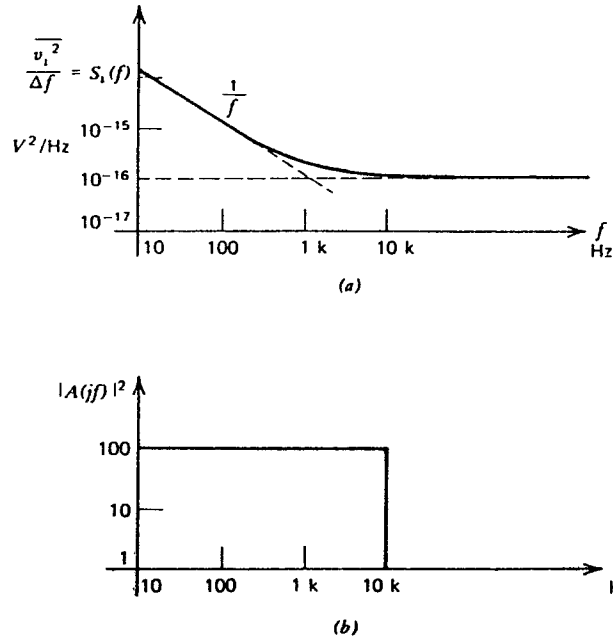


Fig. 11.44 (a) Densitatea spectrală a tensiunii de zgomot de la intrare, pentru un circuit. (b) Pătratul funcției de transfer a circuitului.

Tensiunea totală de zgomot echivalent la intrare rezultă din (11.134):

$$\overline{v_{iT}^2} = \int_0^{f_1} S_i(f) df = \int_0^{f_1} \left(1 + \frac{1000}{f}\right) \times 10^{-16} df = 10^{-16} [f + 1000 \ln f]_0^{f_1}. \quad (11.135)$$

Evaluarea expresiei 11.135 introduce următoarea problemă: dacă se utilizează limita inferioară de integrare 0,  $\overline{v_{iT}^2}$  rezultă infinit, rezultat care sugerează o putere infinită a zgomotului de tip  $1/f$ . În practică, măsurătorile spectrului zgomotului în  $1/f$  arată că dependența de tip  $1/f$  se verifică până la cele mai joase frecvențe la care s-a măsurat (cicli pe zi și chiar mai puțin).

Această problemă se poate rezolva numai dacă se observă că zgomotul în  $1/f$  devine eventual de nedeslușit față de driftul termic și că limita inferioară de integrare trebuie specificată de perioada de observare. De exemplu luând ca limită inferioară de integrare  $f_2 = 1$  ciclu/zi  $= 1,16 \times 10^{-5}$  Hz și modificând corespunzător limita în (11.135) se găsește

$$\overline{v_{iT}^2} = 10^{-16} [f + 1000 \ln f]_{f_2}^{f_1} = 10^{-16} \left[ (f_1 - f_2) + 1000 \ln \frac{f_1}{f_2} \right]. \quad (11.136)$$

Înlocuind în (11.136)  $f_1 = 10$  kHz și  $f_2 = 1,16 \times 10^{-5}$  Hz se obține

$$\overline{v_{iT}^2} = 10^{-16} (10000 + 20600) = 3,06 \times 10^{-12} \text{ V}^2$$

valoarea eficace fiind

$$v_{IT} = 1,75 \mu V_{ef}.$$

Dacă limita inferioară de integrare se schimbă la 1 ciclu/an =  $3,2 \times 10^{-8}$  Hz, din (11.136) rezultă

$$\overline{v_{IT}^2} = 10^{-16} (10000 + 26500) = 3,65 \times 10^{-12} V^2$$

sau

$$v_{IT} = 1,9 \mu V_{ef}.$$

Tensiunea de zgomot se modifică foarte slab odată cu reducerea în continuare a frecvenței  $f_2$  din cauza logaritmului din (11.136).

## 11.10 FACTORUL DE ZGOMOT ȘI TEMPERATURA DE ZGOMOT

### 11.10.1 Factorul de zgomot

Metoda cea mai generală de specificare a performanțelor de zgomot ale circuitelor este aceea a generatoarelor de zgomot de la intrare, descrisă anterior. Pentru unele situații particulare, se utilizează însă metode specializate de specificare a performanțelor de zgomot, care sunt convenabile tocmai pentru aceste situații. În continuare se vor descrie două dintre aceste metode.

O metodă de specificare utilizată curent a performanțelor de zgomot ale unui dispozitiv sau circuit face apel la *factorul de zgomot*,  $F$ . Dezavantajul acestei metode este dat de faptul că ea este limitată la situațiile în care impedanța sursei este rezistivă, ceea ce face imposibilă utilizarea sa în multe aplicații în care contează zgomotul. Factorul de zgomot cunoaște, totuși, o utilizare largă în specificarea performanțelor de zgomot în sistemele de comunicații, unde impedanța sursei de semnal este adeseori rezistivă.

Definiția factorului de zgomot al unui circuit este următoarea:

$$F = \frac{\text{raportul semnal-zgomot la intrare}}{\text{raportul semnal-zgomot la ieșire}} = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o}. \quad (11.137)$$

Factorul de zgomot  $F$  se exprimă de obicei în dB. Utilitatea conceptului de factor de zgomot rezultă chiar din definiția sa, deoarece oferă o măsură a degradării, determinată de circuit, a raportului semnal-zgomot ( $S/N$ ). De exemplu, dacă raportul  $S/N$  la intrarea circuitului este de 50 dB, iar factorul de zgomot este de 5 dB, atunci raportul  $S/N$  la ieșire va fi de 45 dB.

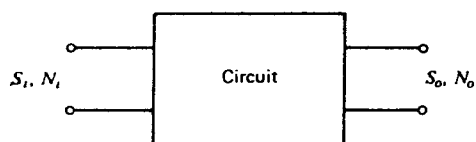


Fig. 11.45 Puterea de semnal și puterea de zgomot la intrarea și la ieșirea unui circuit oarecare.

Fie un circuit oarecare, ca în fig. 11.45, unde  $S$  reprezintă puterea de semnal, iar  $N$  puterea de zgomot. Întotdeauna se consideră că puterea de zgomot la intrare  $N_i$  este dată de zgomotul din *rezistența sursei*. Puterea de zgomot la ieșire  $N_o$  este puterea totală de zgomot care include atât contribuția circuitului cât și zgomotul care provine de la rezistența sursei.

Factorul de zgomot, în conformitate cu (11.137), va fi dat de

$$F = \frac{S_i}{N_i} \frac{N_o}{S_o} . \quad (11.138)$$

Pentru un *amplificator ideal nezmotos*, zgomotul care există la ieșire provine din rezistența sursei de semnal la intrare. Notând  $G$  câștigul în putere al circuitului, semnalul la ieșire,  $S_o$ , și zgomotul la ieșire,  $N_o$ , vor fi date de:

$$S_o = GS_i , \quad (11.139)$$

$$N_o = GN_i . \quad (11.140)$$

Înlocuind (11.139) și (11.140) în (11.138) se obține pentru cazul amplificatorului ideal nezmotos  $F=1$  sau 0 dB.

O altă definiție pentru factorul de zgomot  $F$  se poate obține din (11.138):

$$F = \frac{S_i}{N_i} \frac{N_o}{S_o} = \frac{N_o}{GN_i} \quad (11.141)$$

Expresia 11.141 se poate scrie

$$F = \frac{\text{zgomotul total la ieșire}}{\text{partea din zgomotul de la ieșire datorată rezistenței sursei}} . \quad (11.142)$$

Trebuie observat că factorul de zgomot  $F$  fiind specificat ca raport de *puteri* valoarea sa în dB este dată de  $10\log_{10}$ (valoarea raportului).

Calculule din secțiunea precedentă au arătat că pentru majoritatea circuitelor parametrii de zgomot variază cu frecvența, astfel încât pentru calculul factorului de zgomot va fi necesară specificarea benzii circuitului pentru care se face calculul. De multe ori factorul de zgomot este specificat pentru o *bandă îngustă*,  $\Delta f$ , centrată pe o frecvență  $f$ , astfel ca  $\Delta f \ll f$ ; denumirea sa în acest caz devine *factorul de zgomot de bandă îngustă*\*. Factorul de zgomot de bandă îngustă se aplică amplificatoarelor acordate și amplificatoarelor de bandă largă care sunt urmate de circuite selective în frecvență. Pentru amplificatoarele de bandă largă, se specifică adeseori un factor de zgomot *mediu*, care impune calculul zgomotului total de la ieșire în banda de frecvențe de interes, calcul care se realizează prin metodele descrise în secțiunile precedente.

În multe cazuri, cea mai convenabilă cale de calcul a factorului de zgomot o constituie revenirea la circuitul echivalent inițial al dispozitivului, cu generatoarele sale de zgomot fundamentale. Totuși, o oarecare apreciere a efectului pe care îl au parametrii circuitului asupra factorului de zgomot se poate obține prin utilizarea reprezentării prin generatoare de zgomot echivalente la intrare, din fig. 11.46.

În această figură, un circuit cu impedanța de intrare  $Z_i$  și câștigul în tensiune  $G=v_o/v_x$  este atacat cu un semnal furnizat de o sursă cu rezistența  $R_s$  și comandă o sarcină  $R_L$ . Rezistența sursei are un zgomot termic  $\overline{i_s^2}$ , iar zgomotul propriu al circuitului este reprezentat de  $\overline{i_i^2}$  și  $\overline{v_i^2}$ , presupuse necorelate.

---

\* Spot noise figure în literatura de limbă engleză (n.t.).

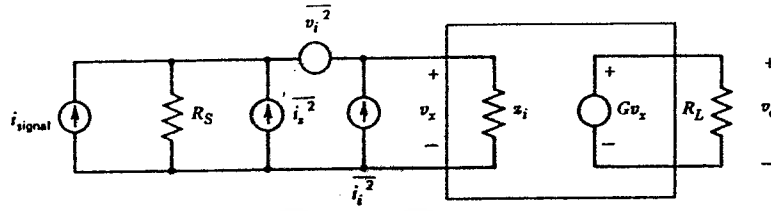


Fig. 11.46 Reprezentarea zgomotului prin generatoare de zgomot echivalente la intrare pentru calculul factorului de zgomot.

Zgomotul la terminalele de intrare datorat generatoarelor  $\overline{v_i^2}$  și  $\overline{i_i^2}$  este

$$v_{xA} = v_i \frac{z_i}{z_i + R_S} + i_i \frac{R_S z_i}{R_S + z_i},$$

deci

$$\overline{v_{xA}^2} = \overline{v_i^2} \frac{|z_i|^2}{|z_i + R_S|^2} + \overline{i_i^2} \frac{|R_S z_i|^2}{|R_S + z_i|^2}. \quad (11.143)$$

Puterea de zgomot în rezistența  $R_L$ , produsă de  $\overline{v_i^2}$  și  $\overline{i_i^2}$  este dată de:

$$N_{oA} = \frac{|G|^2}{R_L} \overline{v_{xA}^2} = \frac{|G|^2}{R_L} \left[ \overline{v_i^2} \frac{|z_i|^2}{|z_i + R_S|^2} + \overline{i_i^2} \frac{|R_S z_i|^2}{|R_S + z_i|^2} \right]. \quad (11.144)$$

Puterea de zgomot în rezistența  $R_L$  produsă de generatorul de zgomot  $\overline{i_s^2}$  al rezistenței  $R_S$  este

$$N_{oB} = \frac{|G|^2}{R_L} \frac{|R_S z_i|^2}{|R_S + z_i|^2} \overline{i_s^2}. \quad (11.145)$$

Zgomotul dat de rezistența sursei, într-o bandă îngustă  $\Delta f$ , este

$$\overline{i_s^2} = 4kT \frac{1}{R_S} \Delta f \quad (11.146)$$

Înlocuind (11.146) în (11.147) se găsește

$$N_{oB} = \frac{|G|^2}{R_L} \frac{|R_S z_i|^2}{|R_S + z_i|^2} 4kT \frac{1}{R_S} \Delta f. \quad (11.147)$$

Folosind definiția 11.142 a factorului de zgomot și înlocuind cu mărimile date de (11.147) și (11.144) se obține

$$F = \frac{N_{oA} + N_{oB}}{N_{oB}} = 1 + \frac{N_{oA}}{N_{oB}} = \quad (11.148)$$

$$= 1 + \frac{\overline{v_i^2}}{4kTR_S\Delta f} + \frac{\overline{i_i^2}}{4kT\frac{1}{R_S}\Delta f} . \quad (11.149)$$

Expresia 11.149 dă factorul de zgomot de bandă *îngustă* presupunând neglijabilă corelația între  $\overline{v_i^2}$  și  $\overline{i_i^2}$ . Trebuie observat că  $F$  este *independent* de toți parametrii circuitului ( $g$ ,  $z_p$ ,  $R_L$ ) cu excepția rezistenței sursei  $R_S$  și a generatoarelor de zgomot.

Din 11.149 rezultă că valoarea factorului de zgomot  $F$  trece printr-un minimum atunci când variază rezistența  $R_S$ . Pentru valori foarte mici ale rezistenței  $R_S$ , generatorul  $\overline{v_i^2}$  este dominant pe când pentru valori foarte mari ale rezistenței  $R_S$ , cel mai important devine generatorul  $\overline{i_i^2}$ . Prin derivarea expresiei 11.149 față de  $R_S$  și egalarea cu zero derivatei, se obține valoarea  $R_S$  pentru care  $F$  este minim:

$$R_{S\text{opt}}^2 = \frac{\overline{v_i^2}}{\overline{i_i^2}} . \quad (11.150)$$

Acest rezultat este valabil în general, chiar dacă corelația este semnificativă. Graficul dependenței factorului de zgomot,  $F$ , în dB, în funcție de  $R_S$  este indicat în fig. 11.47.

Existența unei valori minime a factorului de zgomot este unul din motivele largii răspândiri a folosirii transformatoarelor la intrarea amplificatoarelor acordate de zgomot mic. Utilizarea transformatorului permite ca impedența sursei să fie adusă la valoarea pentru care factorul de zgomot este minim, simultan cu realizarea condiției de pierderi minime în circuit.

Ca exemplu, să considerăm factorul de zgomot al unui tranzistor bipolar la frecvențe joase spre moderate, la care sunt neglijabile atât zgomotul de licărire cât și efectele de înaltă frecvență. Din expresiile 11.50 și 11.57 se obține

$$\overline{v_i^2} = 4kT \left[ r_b + \frac{1}{2g_m} \right] \Delta f ,$$

$$\overline{i_i^2} = 2qI_B\Delta f = 2q\frac{I_C}{\beta_F}\Delta f .$$

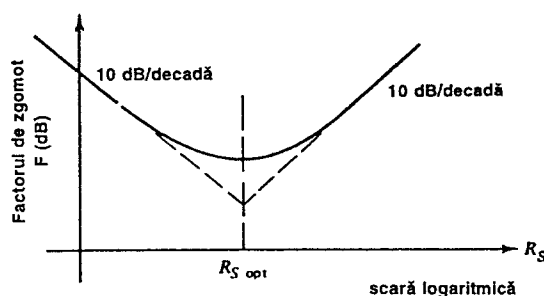


Fig. 11.47 Dependența factorului de zgomot de rezistența  $R_S$  a sursei de semnal.

Înlocuirea acestor expresii în (11.150) duce la

$$R_{Sopt} = \frac{\sqrt{\beta_F}}{g_m} \sqrt{1 + 2g_m r_b} . \quad (11.151)$$

Înlocuind  $R_{Sopt}$  în (11.149), pentru factorul de zgomot rezultă expresia:

$$F_{opt} \approx 1 + \frac{1}{\sqrt{\beta_F}} \sqrt{1 + 2g_m r_b} \quad (11.152)$$

Pentru  $I_C = 1$  mA,  $\beta_F = 100$  și  $r_b = 50$   $\Omega$ , din (11.151) se obține  $R_{Sopt} = 572$   $\Omega$  și  $F_{opt} = 1,22$  (sau, exprimat în dB,  $10\log_{10} 1,22 = 0,9$  dB). Se observă că  $F_{opt}$  scade odată cu creșterea lui  $\beta_F$  și cu scăderea rezistenței  $r_b$  și a transconductanței  $g_m$ . Totuși creșterea lui  $\beta_F$  și scăderea lui  $g_m$  determină o creștere a valorii  $R_{Sopt}$ , care se poate dovedi a fi greu de realizat practic.

Să considerăm, ca un alt exemplu, și un TEC la joasă frecvență. Neglijând zgomotul de licărire pentru generatoarele de zgomot echivalente de la intrare din Secțiunea 11.5.2, se obțin expresiile:

$$\overline{v_i^2} \approx 4kT \frac{2}{3} \frac{1}{g_m} \Delta f , \quad (11.153)$$

$$\overline{i_i^2} \approx 0 . \quad (11.154)$$

Folosind aceste rezultate în (11.149) și (11.150), se găsește că  $R_{Sopt} \rightarrow \infty$  și  $F_{opt} \rightarrow 0$ . Rezultă că TEC va avea performanțe de zgomot excelente atunci când este atacat de surse de impedanță mare. Totuși, dacă rezistența sursei este mică (k $\Omega$  sau mai puțin), iar utilizarea transformatoarelor nu este posibilă, factorul de zgomot al TEC poate fi mai slab decât acela al tranzistorului bipolar. Pentru valori ale rezistenței de sursă de ordinul M $\Omega$  și mai mult, TEC are în mod uzual factorul de zgomot semnificativ *mai mic* decât tranzistorul bipolar.

### 11.10.2 Temperatura de zgomot

Temperatura de zgomot este o altă posibilitate de specificare a performanțelor de zgomot. Ea este strâns legată de factorul de zgomot. Temperatura de zgomot,  $T_n$ , a unui circuit se definește drept temperatura la care trebuie menținută rezistența sursei,  $R_s$ , astfel încât zgomotul la ieșirea circuitului care provine din  $R_s$  să fie egal cu zgomotul dat chiar de circuit. Aplicând această definiție circuitului din fig. 11.46, zgomotul la ieșire  $N_{oA}$  datorat numai circuitului rămâne nemodificat în timp ce zgomotul la ieșire datorat rezistenței sursei devine

$$N'_{oB} = \frac{|G|^2}{R_L} \frac{|R_s z_i|^2}{|R_s + z_i|^2} 4kT_n \frac{1}{R_s} \Delta f . \quad (11.155)$$

Înlocuind  $N_{oB}$  din (11.147) în (11.155) se obține

$$N'_{oB} = N_{nB} \frac{T_n}{T} \quad (11.156)$$

unde  $T$  este temperatura circuitului la care sunt specificate performanțele de zgomot (luată de obicei egală cu 290 K). Înlocuind (11.156) în (11.148) se găsește

$$\frac{T_n}{T} = (F - 1) \quad (11.157)$$

unde  $F$  este dat ca raport și *nu* în decibeli.

Rezultă că temperatura de zgomot și factorul de zgomot sunt legate în mod direct. Principala utilizare a temperaturii de zgomot pentru caracterizarea performanțelor de zgomot se află în domeniul amplificatoarelor de zgomot foarte mic: ea asigură o expandare convenabilă a scalei în apropierea valorii  $F=1$ .

De exemplu unui factor de zgomot  $F=2$  (3 dB) îi corespunde  $T_n=290$  K, iar unui factor de zgomot  $F=1,1$  (0,4 dB) îi corespunde  $T_n=29$  K.

## PROBLEME

- 11.1 Să se calculeze densitatea spectrală a tensiunii de zgomot, în  $V^2/\text{Hz}$  pentru  $v_o$  în circuitul din fig. 11.48. Se va determina apoi zgomotul total într-o bandă de 100 kHz. Se vor neglija efectele capacitive, zgomotul de licărire și rezistența serie a diodei.

- 11.2 Presupunând că dioda din fig. 11.48 are un zgomot de licărire, să se calculeze și să se traseze grafic densitatea spectrală a tensiunii de zgomot pentru  $v_o$  în  $V^2/\text{Hz}$ , utilizând scări logaritmice de la  $f=1$  Hz la  $f=10$  MHz.

Pentru zgomotul de licărire în expresia 11.7 se va lua  $a=b=1$ ,  $K_f=3 \times 10^{-16}$  A.

- 11.3 Să se repete Problema 11.2 în situația în care în paralel pe diodă este conectat un capacitor de 1000 pF.

Se vor compara rezultatele obținute prin calcul manual cu celea obținute prin simularea cu SPICE.

- 11.4 Schema de curent alternativ a unui amplificator este indicată în fig. 11.49. Circuitul este comandat de o sursă de curent. Se cunosc:  $R_S=1$  k $\Omega$ ,  $R_L=10$  k $\Omega$ ,  $I_C=1$  mA,  $\beta=50$ ,  $r_b=0$ ,  $r_o=\infty$ .

Neglijând efectele capacitive și zgomotul de licărire, să se calculeze densitatea spectrală a tensiunii totale de zgomot la ieșire ( $v_o$ ), în  $V^2/\text{Hz}$ . Se va calcula apoi semnalul minim detectabil (SMD) la intrare (față de  $i_s$ ) dacă banda circuitului este limitată, printr-o cădere bruscă, la 1 MHz. Se vor compara rezultatele obținute prin calcul manual cu celea obținute prin simularea cu SPICE (aceasta necesită stabilirea unui circuit de polarizare).

- 11.5 Să se repete Problema 11.4 tranzistorul bipolar fiind înlocuit cu un TECJ care are  $g_m=0,5$  mA/V și un curent rezidual de grilă  $I_G=10^{-10}$  A.

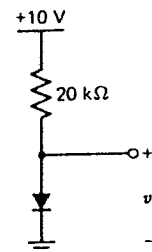


Fig. 11.48 Circuit cu diodă pentru Problema 11.1 și Problema 11.2.

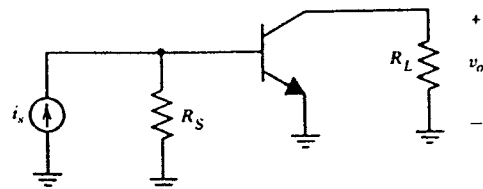


Fig. 11.49 Schema de curent alternativ a amplificatorului din Problema 11.4 și Problema 11.6.

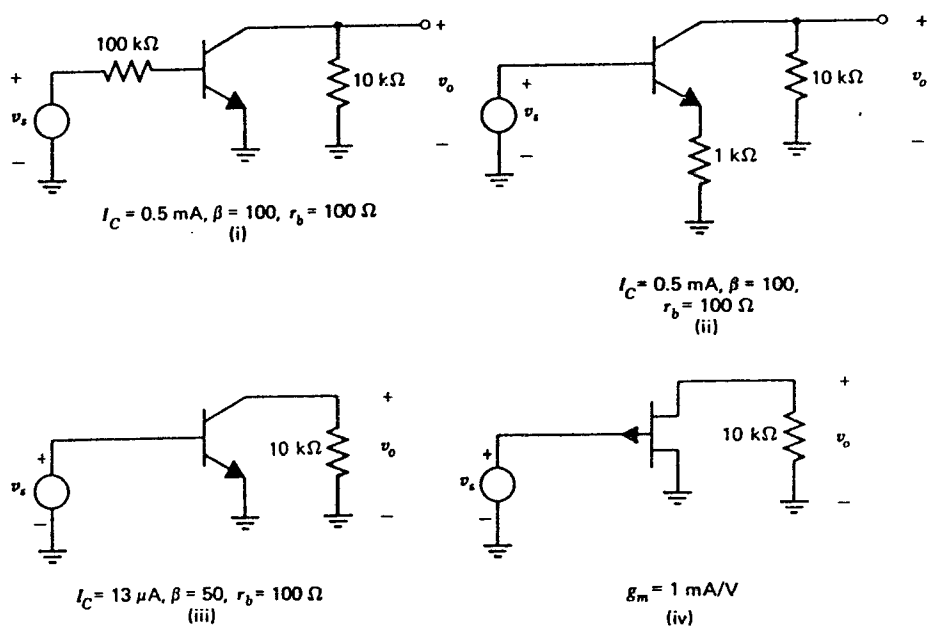


Fig. 11.50 Scheme de curent alternativ pentru patru circuite care realizează o rezistență de intrare,  $R_i > 100 \text{ k}\Omega$ .

- 11.6 Să se calculeze generatoarele de tensiune și de curent de zgomot echivalente la intrare pentru circuitul din fig. 11.49 (omițând rezistorul  $R_S$ ). Folosind aceste rezultate să se calculeze curentul total de zgomot echivalent la intrare într-o bandă de 2 MHz, pentru circuitul din fig. 11.49, în cazul în care  $R_S = 1 \text{ k}\Omega$ , comparându-se cu rezultatul din Problema 11.4. Se va neglija corelația între generatoarele de zgomot.
- 11.7 În schemele (desenate numai în curent alternativ) din fig. 11.50 sunt indicate patru metode pentru obținerea unei impedențe de intrare cu o valoare mai mare de  $100 \text{ k}\Omega$ . (a) Neglijând zgomotul de licărire și efectele capacitive, să se determine expresiile pentru generatoarele de tensiune și curent de zgomot echivalente ale acestor circuite. Pentru circuitul (I) acestea vor fi pe partea dinspre sursa de semnal a rezistenței de  $100 \text{ k}\Omega$ . (b) Presupunând că etajele care urmează limitează banda la 0–20 kHz, cu o tăiere bruscă, să se calculeze pentru fiecare caz mărimea tensiunii totale de zgomot echivalente la intrare. Se vor compara apoi aceste circuite din punctul de vedere al utilizării în amplificatoare de zgomot mic comandate de surse de semnal de impedanță mică.
- 11.8 Neglijând efectele capacitive, să se calculeze generatoarele de tensiune și de curent de zgomot echivalente la intrare pentru circuitul (IV) din fig. 11.50. Se va presupune că densitatea spectrală a zgomotului de licărire a curentului de drenă al TECJ devine egală cu aceea a zgomotului termic la o frecvență la  $100 \text{ kHz}$ . Presupunând că etajele următoare limitează banda la  $10^{-3}$ – $10 \text{ kHz}$  cu o tăiere bruscă, să se calculeze valoarea tensiunii totale de zgomot echivalente la intrare.



- 11.9 În fig. 11.51 este prezentată schema unui Darlington BiCMOS. Neglijând efectele de frecvență să se calculeze pentru acest circuit valorile generatoarelor echivalente de zgomot la intrare, de tensiune și de curent, presupunând că valoarea de curent continuu a tensiunii  $V_i$  a fost ajustată astfel încât să se obțină  $I_{C1} = 1$  mA. Datele tranzistoarelor sunt următoarele:  $\mu_n C_{ox} = 60 \mu\text{A/V}^2$ ,  $V_t = 0,7$  V,  $\lambda = 0$ ,  $W = 100 \mu\text{m}$ ,  $L = 1 \mu\text{m}$  pentru TECMOS și  $I_s = 10^{-16}$  A,  $V_A = \infty$ ,  $\beta = 100$ ,  $r_b = 100 \Omega$  pentru tranzistorul bipolar. Rezultatele calculelor se vor verifica prin simulare cu SPICE. După aceasta se vor adăuga  $C_{gs} = 150$  fF,  $C_{sb} = 50$  fF pentru TECMOS și  $C_\mu = 50$  fF,  $f_T = 10$  GHz pentru tranzistorul bipolar și se va utiliza SPICE pentru a determina frecvența la care

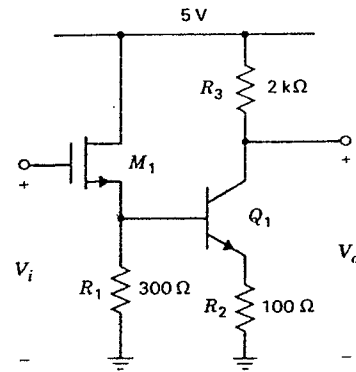


Fig. 11.51. Circuitul Darlington BiCMOS pentru Problema 11.9.

- densitatea spectrală a generatorului de zgomot echivalent la intrare de tensiune  $\overline{v_i^2}$  se dublează. Tot folosind SPICE se va determina, la această frecvență, densitatea spectrală a generatorului de zgomot echivalent la intrare de curent.
- 11.10 Schema de curent alternativ a unui amplificator de mică impedanță de intrare, cu baza comună, este dată în fig. 11.52.
- (a) Să se calculeze generatoarele de tensiune de zgomot și de curent de zgomot echivalente la intrare, în emitorul tranzistorului  $Q_1$ , știind că  $I_{C1} = I_{C2} = 1$  mA,  $r_{b1} = r_{b2} = 0$ ,  $\beta_1 = \beta_2 = 100$ ,  $f_{T1} = f_{T2} = 400$  MHz. Zgomotul de licărire se va neglija, dar se vor include efectele capacitive în tranzistoare. Se vor verifica rezultatele prin simulare cu SPICE.
- (b) Dacă  $R_S = 5$  kΩ și etajele următoare limitează banda la 150 MHz, cu o tăiere netă, să se calculeze valoarea curentului de semnal  $i_s$  pentru care se obține la ieșire un raport semnal-zgomot de 10 dB.

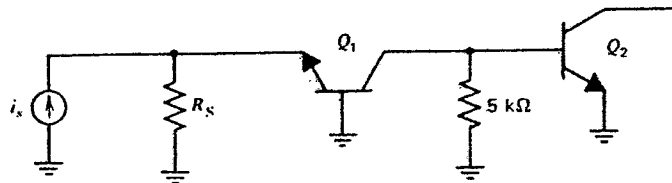


Fig. 11.52 Schema de curent alternativ a unui amplificator cu baza comună pentru Problema 11.10.

- 11.11 În fig. 11.53a este indicată schema unui etaj de intrare care utilizează tranzistoare super- $\beta$ .
- (a) Neglijând zgomotul de licărire și efectele capacitive să se calculeze generatoarele de tensiune de zgomot și de curent de zgomot echivalente la intrare,  $\overline{v^2}$  și  $\overline{i^2}$ . Se cunosc:  $I_{EE} = 1 \mu\text{A}$ ,  $\beta_1 = \beta_2 = 5000$ ,  $r_{b1} = r_{b2} = 500 \Omega$ .

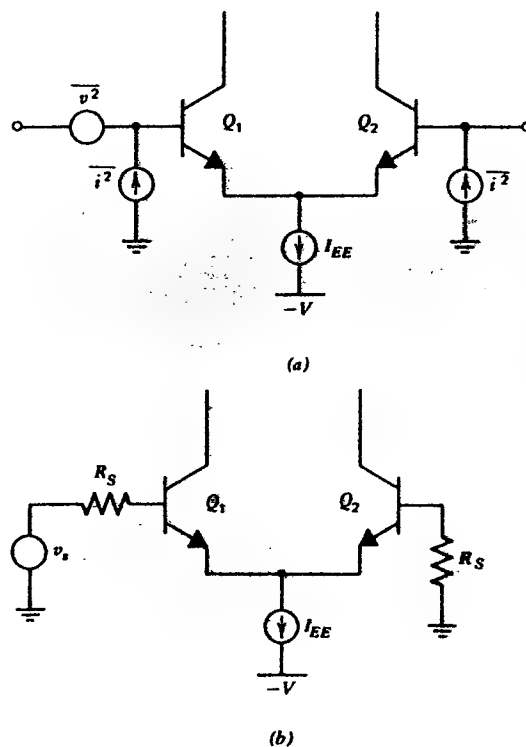


Fig. 11.53 Etajele de intrare cu tranzistoare super- $\beta$  din Problema 11.11.

- (b) Dacă circuitul este comandat de o sursă de semnal a cărei rezistență este  $R_S = 100 \text{ M}\Omega$  (vezi fig. 11.53b) să se calculeze tensiunea totală de zgomot echivalentă de la intrare (bornele de intrare sunt bornele lui  $v_s$ ), într-o bandă de 1 kHz.
- 11.12 Să se repete Problema 11.11 dacă dispozitivele active sunt TECJ cu  $I_G = 10^{-11} \text{ A}$  și  $g_m = 0,5 \text{ mA/V}$ .
- 11.13 Dacă în paralel pe dioda din fig. 11.48 se conectează o capacitate de 100 pF să se calculeze banda de zgomot a circuitului, iar apoi zgomotul *total* la ieșire (în  $v_o$ ). Se va neglija zgomotul de licărire și rezistența serie a diodei.
- 11.14 Se consideră etajul diferențial din fig. 11.54.
- (a) Neglijând zgomotul de licărire să se calculeze expresiile pentru generatoarele de tensiune și curent de zgomot echivalente la intrare în baza tranzistorului  $Q_1$ . Se vor verifica rezultatele prin simulare cu SPICE.
- (b) Presupunând că circuitul are în răspunsul său în frecvență un pol dominant la 30 MHz și  $R_S = 50 \Omega$  să se calculeze tensiunile de zgomot echivalente la intrare și ieșire. Se cunosc:  $\beta = 100$ ,  $r_b = 200 \Omega$ .
- 11.15 Să se calculeze rezistența sursei care realizează valoarea minimă a factorului de zgomot și valorile corespunzătoare ale factorului de zgomot, în dB, pentru un tranzistor bipolar cu următorii parametri:
- (a)  $I_C = 1 \text{ mA}$ ,  $\beta_F = 50$ ,  $r_b = 100 \Omega$ ;
- (b)  $I_C = 10 \mu\text{A}$ ,  $\beta_F = 100$ ,  $r_b = 300 \Omega$ .
- Se vor neglija zgomotul de licărire și efectele capacitive.

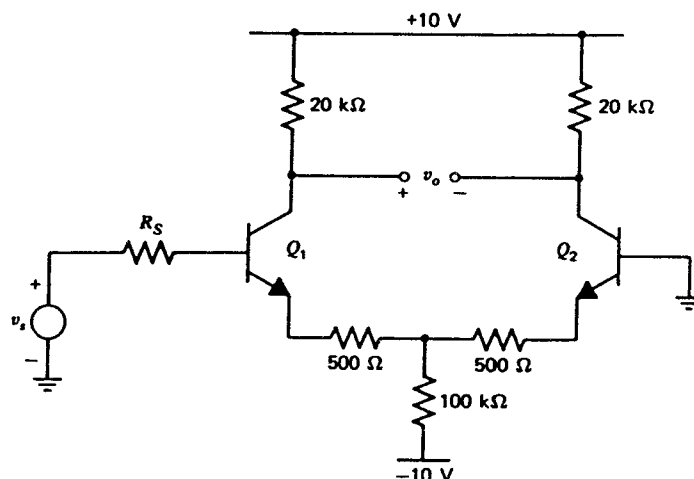


Fig. 11.54 Etajul de intrare cu pereche diferențială din Problema 11.14.

- 11.16 Să se repete Problema 11.15 dacă tranzistorul are frecvența de colț a zgomotului de licărire la 1 kHz. Să se calculeze apoi factorul de zgomot de bandă îngustă la 500 Hz.
- 11.17 Să se repete Problema 11.15 în condițiile în care în emitorul tranzistorului se conectează un rezistor de 1 kΩ.
- 11.18 (a) Neglijând zgomotul de licărire și efectele capacitive să se calculeze factorul de zgomot, în dB, pentru circuitul din fig. 11.54 cu  $R_S = 50 \Omega$ .  
 (b) Dacă  $R_S$  este egal cu 100 Ω (I) sau cu 200 kΩ (II) factorul de zgomot va crește sau se va micșora? Să se explice.  
 (c) Dacă  $R_S = 200 \text{ k}\Omega$  și pentru fiecare tranzistor frecvența de colț a zgomotului de licărire este de 10 kHz, să se calculeze frecvența (în zona frecvențelor joase) la care factorul de zgomot de bandă îngustă este de 20 dB.
- 11.19 (a) Se consideră amplificatorul cu reacție paralel din fig. 11.55. Folosind pentru tranzistor generatoarele de zgomot echivalente la intrare, să se calculeze factorul de zgomot de bandă îngustă al acestui circuit, în dB, pentru  $R_S = 10 \text{ k}\Omega$ . Se cunosc:  $I_C = 0,5 \text{ mA}$ ,  $\beta = 50$ ,  $r_b = 100 \Omega$ . Se vor neglija zgomotul de licărire și efectele capacitive.  
 (b) Dacă tranzistorul are  $f_T = 500 \text{ MHz}$  să se calculeze frecvența la care factorul de zgomot este cu 3 dB peste valoarea de la joasă frecvență.

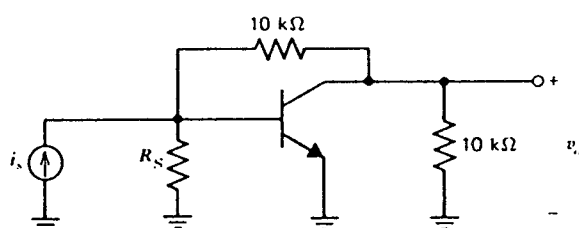


Fig. 11.55 Schema de curent alternativ a etajului de amplificare cu reacție paralel din Problema 11.19.

- 11.20 (a) Neglijând efectele capacitive, să se calculeze factorul de zgomot în dB pentru circuitul din fig. 11.52 cu  $R_s=5\text{ k}\Omega$ . Se vor folosi datele din *Problema 11.10*.  
 (b) Dacă frecvența de colț a zgomotului de licărire este pentru fiecare tranzistor de 1 kHz, să se calculeze frecvența (aflată în zona frecvențelor joase) la care factorul de zgomot de bandă îngustă este de 3 dB peste valoarea dedusă la punctul (a) al problemei.
- 11.21 Neglijând zgomotul de licărire, să se calculeze tensiunea totală de zgomot echivalentă de la intrare pentru amplificatorul MC 1553 (vezi fig. 8.22a). Se va lua  $\beta=100$ ,  $r_b=100\text{ }\Omega$  și se va presupune o cădere bruscă în răspunsul în frecvență la 50 MHz. Apoi se va calcula valoarea medie a factorului de zgomot a circuitului pentru o rezistență de sursă de 50  $\Omega$ .
- 11.22 Neglijându-se efectele capacitive, să se calculeze curentul total de zgomot echivalent de la intrare pentru circuitul cu reacție paralel-paralel din fig. 8.40 într-o bandă de 0,01 Hz—100 kHz. Se va lua  $\beta=200$ ,  $r_b=300\text{ }\Omega$ ,  $I_C=1\text{ mA}$ ; frecvența de colț a zgomotului de licărire a tranzistoarelor este  $f_a=5\text{ kHz}$ .
- 11.23 Amplificatorul BiCMOS din fig. 3.65 se folosește ca amplificator de transconductanță. Semnalul de intrare este dat de o sursă de curent care are la borne o capacitate paralel  $C_s=1\text{ pF}$ . Presupunând că răspunsul în frecvență este dominat de  $C_s$  și de  $C_{gs1}=0,5\text{ pF}$  să se calculeze densitatea spectrală a curentului de zgomot echivalent la intrare la joasă frecvență și la frecvența de  $-3\text{ dB}$  a funcției de transfer. Se vor folosi datele din *Problema 3.12*.  
 Se va utiliza SPICE pentru a verifica rezultatele și pentru a investiga efectele date de adăugarea unei rezistențe  $r_b=200\text{ }\Omega$  în modelul de tranzistor bipolar.
- 11.24 O sursă de curent MOS de tipul prezentat în fig. 4.5 trebuie proiectată astfel încât să realizeze la ieșire un curent de zgomot minim. Cele două tranzistoare trebuie să fie identice iar suma ariilor de grilă nu trebuie să depășească  $1000\text{ }\mu\text{m}^2$ . Se va neglija zgomotul în rezistorul  $R$ . Dimensiunile  $W$  și  $L$  ale tranzistoarelor se vor alege în condițiile următoare două cazuri diferite:  
 (a) Zgomotul  $1/f$  este dominant;  
 (b) Zgomotul termic este dominant.  
 Se va presupune că  $L_d$  și  $X_d$  sunt nule. Valoarea minimă permisă pentru lungimea și lățimea tranzistorului este de  $6\text{ }\mu\text{m}$ . Rezultatele proiectării se vor verifica prin simulare cu SPICE.
- 11.25 Pentru amplificatorul operațional CMOS prezentat în fig. 6.52 să se calculeze tensiunea echivalentă de zgomot la intrare, la următoarele frecvențe: 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz. Se vor folosi datele din *Tabelul 2.1*; se va presupune că în punctul static de interes  $X_d=1\text{ }\mu\text{m}$ ,  $L_d=0,3\text{ }\mu\text{m}$  și  $dX_d/dV_{DS}=0,1\text{ }\mu\text{m/V}$  pentru toate tranzistoarele. Pentru această problemă se va considera că grila tranzistorului  $M_9$  este legată la sursa de alimentare pozitivă și că raportul  $W/L$  pentru același tranzistor a fost ales optim, astfel încât să compenseze zeroul din semiplanul drept. Se va folosi expresia 11.69 a zgomotului de licărire, în care valoarea coeficientului  $K_f$  este de  $3\times 10^{-12}\text{ V}^2\text{pF}$ . Rezultatele obținute se vor verifica prin simulare cu SPICE.
- 11.26 Folosind SPICE se va verifica analiza de zgomot a amplificatorului operațional 741 realizată în *Secțiunea 11.8*. Apoi se vor adăuga generatoarele de zgomot de licărire. În expresia 11.13 se va considera  $a=1$ . Frecvența de colț a zgomotului de licărire a tranzistorului este de 1 kHz. Care dispozitiv domină comportarea de zgomot la frecvența de 1 Hz?

## BIBLIOGRAFIE

1. M. Schwartz. *Information Transmission, Modulation and Noise*, McGraw-Hill, New York, 1959, Capitolul 5.
2. W.B. Davenport, Jr. și W.L. Root. *An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise*, McGraw-Hill, New York, 1958, Capitolul 7.
3. J.L. Lawson și G.E. Uhlenbeck. *Threshold Signals*, McGraw-Hill, New York, 1950, Capitolul 4.
4. A. Van der Ziel. *Noise*, Prentice-Hall, New-York, 1954, Capitolul 5.
5. W.B. Davenport, Jr. și W.L. Root, op. cit., Capitolul 9.
6. J.L. Plumb și E.R. Chenette. "Flicker Noise in Transistors", *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. ED-10, pp. 304—308, September 1963.
7. R.C. Jaeger și A.J. Broderon. "Low-Frequency Noise Sources in Bipolar Junction Transistors", *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. ED-17, pp. 128—134, February 1970.
8. M. Nishida. "Effects of Diffused-Induced Dislocations on the Excess Low-Frequency Noise", *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. ED-20, pp. 221—226, March 1973.
9. R.G. Meyer, L. Nagel și S.K. Lui. "Computer Simulation of  $1/f$  Noise Performance of Electronic Circuits", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-8, pp. 237—240, June 1973.
10. R.H. Haitz. "Controlled Noise Generation with Avalanche Diode", *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. ED-12, pp. 1981—207, April 1965.
11. D.G. Peterson. "Noise Performance of Transistors", *IRE Transaction on Electron Devices*, Vol. ED-9, pp. 296—303, May 1962.
12. A. Van der Ziel. "Thermal Noise in Field-Effect Transistors", *Proceedings IRE*, Vol. 44, pp. 609—638, May 1956.
13. C.T. Sah. "Theory of Low-Frequency Generation Noise in Junction-Gate Field-Effect Transistors", *Proceedings IEEE*, Vol. 50, pp. 795—814, July 1964.
14. W.R. Bennett. "Methods of Solving Noise Problems", *Proceedings IRE*, Vol. 44, pp. 609—638, May 1956.
15. E.M. Cherry și D.E. Hooper. *Amplifying Devices and Low-Pass Amplifier Design*, Wiley, New-York, 1968, Capitolul 8.
16. H.A. Haus ș.a. "Representation of Noise in Linear Twoports", *Proceedings IRE*, Vol. 48, pp. 69—74, January 1960.
17. M.B. Das și J.M. Moore. "Measurement and Interpretation of Low-Frequency Noise in FETs", *IEEE Transaction on Electron Devices*, Vol. ED-21, pp. 247—257, April 1974.



## INDEX ROMÂN—ENGLEZ DE TERMENI

- Abateri de la idealitate în amplificatoarele operaționale; *Deviation from ideality in op amps*, 410
- Aglomerare, *vezi* Autoaglomerare
- Ajustare offset; *Offset trimming*, 436
- Alb, *vezi* Zgomot alb
- Alice, *vezi* Zgomot de alicie
- Amplificator; *Amplifier*:
- de bandă largă; *wideband*, 482, 494, 512, 514, 540, 574, 617, 730
  - de curent; *current*, 528
  - de tensiune; *voltage*, 525
  - de transconductanță; *transconductance*, 528
  - de transrezistență; *transresistance*, 527
  - diferențial; *differential*, 403
  - inversor; *inverting*, 401
  - logaritmice; *logarithmic*, 405
  - neinversor; *noninverting*, 403
  - operational, *vezi* Amplificator operational
  - termocuple, pentru; *thermocouple*, 433
- Amplificator cu mai multe etaje, răspunsul în frecvență; *Multistage amplifier frequency response*, 484
- Amplificator cu sursa comună; *Common-source amplifier*, 199
- Amplificator operațional; *Operational amplifier*:
- abateri de la idealitate; *deviations from ideality*, 410
  - amplificator diferențial; *differential amplifier*, 403
  - amplificator inversor; *inverting amplifier*, 401
  - amplificator neinversor; *noninverting amplifier*, 403
  - amplificatorul operațional 725; *725 operational amplifier*, 437
  - amplificatorul operațional 741; *741 op amp*:
    - analiza; *741 op amp analysis*, 413
    - de curent continuu; *dc analysis*, 416
    - de semnal mic; *small-signal analysis*, 422
  - polii și zerourile; *poles and zeros of the 741 op amp*, 595
  - circuit echivalent la înaltă frecvență; *high-frequency equivalent circuit*, 501
  - compensare în frecvență; *frequency compensation*, 592
  - curent de offset; *offset current*, 431, 457
  - curent de zgomot de alicie echivalent la intrare; *equivalent input shot noise current*, 719
  - etaj de ieșire; *output stage*, 377, 428
  - pol nedominant; *nondominant pole*, 504
  - răspuns în frecvență; *frequency response*, 501
  - tensiune de offset; *offset voltage*, 431, 453
  - zgomot, *noise*, 740
- aplicații; *applications*, 400
- BiFET; *BiFET*, 446
- circuit echivalent; *equivalent circuit*:
- amplificator operațional; *equivalent circuit of an op amp*, 412
  - la înaltă frecvență al amplificatorului operațional 741; *high-frequency equivalent circuit of the 741 op amp*, 501
- circuite de redresare; *rectifier circuits*, 642
- CMOS; *CMOS*, 448
- compensare; *compensation*, 587, 615
- conexiune de repetor; *unity-gain feedback configuration*, 587
- curent de intrare mic; *low input current*, 441
- curent de offset; *offset current*, 410
- curent de polarizare al intrărilor; *input bias current*, 410
- drift mic; *low drift*, 435
- efecte de ordin secund în analiza amplificatorului operațional; *second-order effects in op amp analysis*, 430
- etaj de intrare cu TECJ; *JFET input stage*, 446
- model de semnal mic; *small-signal model*, 430
- MOS; *MOS*, 448
- NMOS; *NMOS*, 449
- precizie, de; *precision*, 433
- proiectare, considerații de; *design considerations*, 433
- raport de rejecție a modului comun; *common-mode rejection ratio*, 411
- răspuns în frecvență; *frequency response*, 412, 501
- rezistență de ieșire; *output resistance*, 412
- rezistență de intrare; *input resistance*, 412
- tensiune de offset; *offset voltage*, 411, 431, 449, 457
- zgomot; *noise*, 740

- Analiza reacției ideale; *Ideal feedback analysis*, 517
- Aproximația  
Boltzmann; *Boltzmann approximation*, 12  
Miller, *vezi* Efect Miller
- Aspecte economice ale fabricației circuitelor integrate; *Economics of IC fabrication*, 172
- Autoaglomerare; *Self-crowding*, 39
- Autoalinierare, structură; *Self-aligned structure*, 106
- Autopolarizare; *Bootstrap bias technique*; *Self-biasing*, 315
- Avalanșă, *vezi* Străpungere în avalanșă, Zgomot de avalanșă
- Banda amplificatoarelor cu reacție; *Bandwidth of feedback amplifiers*, 577
- Bandă de captură; *Capture range*, 662, 668
- Bază uniform dopată, tranzistor; *Uniform-base transistor*, 10
- BiCMOS; *BiCMOS*, 46, 172  
amplificator; *amplifier*, 259, 573, 762  
cascodă; *cascode*, 222  
Darlington; *Darlington*, 219, 259, 759  
etaj de ieșire; *output stage*, 387, 397  
tehnologie; *technology*, 170
- BiFET; *BiFET*:  
amplificator operațional; *op amp*, 446  
cascodă; *cascode*, 222  
proces; *process*, 146
- Bootstrap (polarizare), *vezi* Autopolarizare
- Bucă cu calare de fază, *vezi* PLL
- $\beta$ , *vezi* Câștig în curent
- Capacitate; *Capacitance*:  
bază-colector; *base-collector*, 37, 116  
bază-emitor; *base-emitter*, 37, 119  
colector-substrat; *collector-substrate*, 38, 118  
dată de sarcina din bază; *base-charging*, 34  
de suprapunere; *overlap*, 162  
grilă-drenă; *gate-drain*, 56, 69  
grilă-sursă; *gate-source*, 56, 69  
grilă-substrat; *gate-substrate*, 56, 69  
Miller, 466, 504, 595  
regiunea golită/de sarcină spațială; *depletion region*, 5, 37, 56, 117, 497
- Capacități comutate; *Switched-capacitor*:  
filtre cu; *switched-capacitor filter*, 406  
integrator cu; *switched-capacitor integrator*, 406
- Capacitoare; *Capacitors*:  
în circuitele integrate bipolare; *in bipolar integrated circuits*, 137  
în circuitele integrate MOS; *in MOS integrated circuits*, 166  
poli-poli; *poly-poly*, 166
- Captură, *vezi* Bandă de captură
- Caracteristică, *Characteristic*  
de transfer; *transfer characteristic*  
a etajului; *stage transfer characteristic*:  
clasă B; *class B stage*, 367  
emitor-comun; *common-emitter stage*, 359  
repetorului pe emitor; *emitter follower stage*, 344  
pătratică; *square-law characteristic*, 686, 686  
TEC; *square-law characteristic of FETs*, 51, 64  
rădăcină pătrată, de tip; *square-root characteristic*, 686
- Cascodă îndoită/împăturită/răbătută; *Folded cascode*, 452, 464, 603
- Câmp critic; *Critical field*, 8
- Câștig; *Gain*  
cu bucla deschisă; *open-loop gain*, 400  
cu bucla închisă; *closed-loop gain*, 400, 518  
de la modul comun la modul diferențial; *common-mode-to-differential-mode gain*, 230  
de la modul diferențial la modul comun; *differential-mode-to-common-mode gain*, 230  
de mod comun; *common-mode gain*, 230  
de mod diferențial; *differential-mode gain*, 230  
în curent; *current gain*:  
al tranzistorului npn; *nnp transistor current gain*, 119  
al tranzistorului pnp; *pnp transistor current gain*, 125  
coeficient de temperatură; *current gain temperature coefficient*, 28  
dependență de condițiile de funcționare; *current gain dependence on operating conditions*, 28, 131  
direct; *forward current gain*, 14  
invers; *inverse current gain*, 22  
în scurtcircuit; *short-circuit current gain*, 198  
la semnal mic; *small-signal current gain*, 35  
la semnal mic și la înaltă frecvență; *small-signal high-frequency current gain*, 43  
pe buclă/buclei; *loop gain*, 400, 518, 535  
în tensiune; *voltage gain*, 197
- Centroidă, *vezi* Geometrie centroidală



- Cip; *Die*, 104  
 număr teoretic de cipuri bune pe plachetă, *gross die per wafer*, 174  
 număr net de structuri bune pe plachetă, *net good die per wafer*, 174
- Circuit; *Circuit*:  
 cu caracteristică de transfer; *transfer characteristic*:  
   pătratică; *square-law circuit*, 686, 691  
   rădăcină pătrată; *square-root circuit*, 686  
 integrat; *integrated circuit*:  
   amplificatoare operaționale; *op amps*, 399  
   aspecte economice; *economics*, 172  
   capacitoare; *capacitors*, 137  
   componente pasive; *passive components*, 132, 165  
   considerații relative la cost; *cost considerations*, 172  
   etaje de ieșire; *output stages*, 343  
   modele de dispozitiv; *device models*, 1  
   fabricație; *fabrication*, 88  
   încapsulare; *packaging*, 179  
   PLL; *phase-locked loop*, 660  
   proces bipolar avansat; *advanced bipolar fabrication*, 104, 120  
   randament de fabricație; *fabrication yield*, 172  
   răspuns în frecvență; *frequency response*, 465  
   rezistoare; *resistors*, 132, 165  
   surse de curent; *current sources*, 263  
   tensiune mare, fabricație; *high-voltage integrated-circuit fabrication*, 99  
   zgomot; *noise*, 693
- multiplicare, de; *multiplier circuit*, 647
- polarizare, de; *bias circuit*  
 bootstrap, *vezi* Autopolarizare
- de referință; *bias reference circuits*:  
   bandă interzisă; *bandgap*, 328  
   bazate pe tensiunea de prag; *threshold referenced*, 318  
   bazate pe tensiunea  $V_{BE}$ ;  *$V_{BE}$ -referenced*, 314  
   bazate pe tensiunea  $V_T$ ;  *$V_T$ -referenced*, 320  
   bazate pe tensiunea Zener; *Zener-referenced*, 324, 566, 677  
   de curent mic; *low current*, 335  
   independente de alimentare; *supply independent*, 312
- pornire, de; *start-up circuit*, 316
- PLL, *vezi* PLL
- Coefficient de temperatură al; *Temperature coefficient of*:  
 câștigului în curent al tranzistorului bipolar; *bipolar transistor current gain*, 28  
 circuitelor de polarizare de referință; *bias reference circuits*, 318  
 diodei Zener; *Zener diode*, 139  
 rezistoarelor din circuitele integrate; *integrated-circuit resistors*, 137  
 tensiunii bază-emitor; *base-emitter voltage*, 16, 318, 328
- Compensare  
 a curentului de polarizare al intrărilor; *Bias-current cancellation*, 442  
 în frecvență; *Frequency compensation*:  
   a amplificatoarelor; *compensation of amplifiers*, 587  
   a amplificatoarelor CMOS; *compensation of MOS amplifiers*, 601  
   a amplificatorului operațional 741; *compensation of the 741 op amp*, 595  
   capacitor de compensare; *compensation capacitor*, 502, 568, 593, 624  
   prin introducerea unui zero în circuitul de reacție; *Compensation, by feedback zero*, 617  
   metode de compensare; *compensation methods*, 592  
   teoria compensării; *compensation theory*, 587
- Componente pasive; *Passive components*:  
 în circuitele integrate bipolare; *in bipolar integrated circuits*, 132  
 în tehnologiile MOS; *in MOS technology*, 165
- Concentrația de impurități; *Impurity concentration*, 88
- Concentrația intrinsecă a purtătorilor; *Intrinsic carrier concentration*, 3, 89
- Constanta de timp; *Time constant*, 44  
 în gol; *zero value*, 485
- Conducția sub prag în TECMOS; *Subthreshold conduction in MOSFETS*, 75
- Condiția de reciprocitate; *Reciprocity condition*, 23
- Conductivitate; *Conductivity*, 89
- Conexiunea; *Configuration*  
 bază comună; *common-base configuration*, 202, 482, 494  
 cascodă; *cascode configuration*, 219, 450, 494  
 colector comun; *common-collector configuration*, 207

- Darlington; *Darlington configuration*, 215, 395, 427, 568, 759  
 de repetor; *unity-gain feedback configuration*, 587  
 drenă comună; *common-drain configuration*, 209  
 emitor comun; *common-emitter configuration*, 194  
 grilă comună; *common-gate configuration*, 206  
 colector comun — colector-comun; *common-collector — common-collector configuration*, 215  
 colector comun — emitor comun; *common-collector — common-emitter configuration*, 215  
 emitor comun — bază comună, *vezi* Conexiunea cascodă  
 Considerații de proiectare a amplificatoarelor operaționale monolitice; *Design considerations in monolithic op amps*, 433  
 Constanta de difuzie; *Diffusion constant*, 12  
 Constante de timp în gol, *vezi* Metoda constantelor de timp în gol  
 Conversia de la modul diferențial la nesimetric; *Differential to single-ended conversion*, 300, 415  
 Corelație; *Correlation*, 715, 755  
 Corodarea șanțului; *Moat etch*, 141  
 Cost, *Cost*  
   de fabricație a plachetei, *wafer fab cost*, 176  
   de încapsulare, *packaging cost*, 176  
   total, *total cost*, 176  
 Creștere epitaxială; *Epitaxial growth*, 96  
 Criteriul Nyquist; *Nyquist criterion*, 579, 606  
 Curent; *Current*  
   de difuzie; *diffusion current*, 12  
   de offset; *offset current*, 410  
     al amplificatorului operațional 741; *741 op amp*, 431, 457  
     al perechii cu cuplaj în emitoare; *emitter-coupled pair*, 249  
   de saturație al tranzistorului bipolar; *saturation current of bipolar transistor*, 111, 195, 329  
   de substrat în TECMOS; *substrate current in MOSFETS*, 77  
   oglină de; *current mirror*, 264, 603, 630  
   rezidual; *leakage current*, 8, 21  
     colector-bază; *collector-base*, 23  
     grilă-sursă; *gate-source*, 52  
   zgomot de alică echivalent la intrare, curent de; *equivalent input shot noise current*, 719  
 Degenerare; *Degeneration*  
   în emitor; *emitter degeneration*, 211, 225, 495, 559, 627  
   în sursă; *source degeneration*, 213  
 Densitatea spectrală a zgomotului; *Spectral density of noise*, 695, 706  
 Deplasare de nivel; *Level shifting*, 209, 210, 413, 449, 464  
   realizată cu circuit activ; *Active level shift*, 449, 464  
 Derivator; *Differentiator*, 405  
 Detector de fază; *Phase detector*, 651, 656, 672, 681  
 Diagramă Nyquist; *Nyquist diagram*, 580  
 Difuzie; *Diffusion*  
   curent de; *diffusion current*, 12  
   de bază; *base diffusion*, 101  
   de izolare; *isolation diffusion*, 101  
 Diodă; *Diode*,  
   cu joncțiune; *junction diode*, 140  
   multiplicată; *V<sub>BE</sub> multiplier*, 326  
   Zener; *Zener diode*, 9, 27, 139, 324, 436, 564, 566, 677, 687, 702  
 Dioxid de siliciu; *Silicon dioxide*, 94  
 Disipația de putere, efectul încapsulării; *Power dissipation, effect of packaging*, 179  
 Distorsiuni; *Distortion*:  
   armonice; *harmonic*, 362  
   de armonica a doua; *second-harmonic distortion*, 362  
   de armonica a treia; *third-harmonic distortion*, 362  
   de racordare; *crossover distortion*, 367, 377, 385  
   în etajul cu emitorul comun; *distortion in common-emitter stage*, 361  
 Distribuție; *Distribution*:  
   gaussiană; *Gaussian*, 248, 254, 696  
   probabilitate, de; *probability distribution*, 254  
 Dopare; *Doping*, 88  
 Dreaptă de sarcină; *Load line*, 347, 372  
 Drift; *Drift*  
   perechea cu cuplaj în emitoare; *emitter-coupled pair*, 248  
   amplificatorului operațional; *operational amplifier*, 434  
   perechea de TECJ cu cuplaj în surse; *source-coupled JFET pair*, 250  
   perechea de TECMOS cu cuplaj în surse; *source-coupled MOSFET pair*, 252

- Early, *vezi* Efect Early, Tensiune Early  
 Ecuații Ebers-Moll; *Ebers-Moll equations*, 22  
 Efect; *effect*  
   de substrat la tranzistoarele MOS; *body effect in MOS transistors*, 66, 158  
   de canal scurt în TEC; *short-channel effects in FETs*, 72  
   Early; *Early effect*, 25, 265, 273  
   Kirk; *Kirk effect*, 31, 44  
   Miller; *Miller effect*, 130, 466, 494, 504  
 Eficiența de injecție a emitorului; *Emitter injection efficiency*, 15  
 Elemente parazite; *Parasitic elements*:  
   tranzistorul bipolar; *bipolar transistor*, 37, 112  
   TECJ; *JFET*, 56  
   tranzistorul MOS; *MOS transistor*, 68  
 Etaj; *Stage*:  
   de ieșire; *output stage*  
     amplificatorul operațional 709; *709 op amp output stage*, 374  
     amplificatorul operațional 741; *741 op amp output stage*, 377, 428  
     bază comună; *common-base output stage*, 364  
     BiCMOS; *BiCMOS output stage*, 387, 397  
     emitor comun; *common-emitter output stage*, 358  
     clasă A; *class A output stage*, 354, 544  
     clasă AB; *class AB output stage*, 369, 415  
     clasă B; *class B output stage*, 365  
       practice; *practical*, 374  
     complementar; *complementary output stage*, 366  
     CMOS; *CMOS output stage*, 388  
     cuasicomplementar; *quasi-complementary output stage*, 386  
     în contratimp; *push-pull output stage*, 365  
     numai cu tranzistoare npn; *all-npn output stage*, 382  
     repetor pe emitor; *emitter follower output stage*, 343, 544  
   de comandă; *driver stage*, 356, 359, 365, 369, 377  
   de intrare în clasă AB; *class AB input stage*, 630  
   de amplificare; *amplifier stages*:  
     clasă A; *class A*, 354, 544  
     clasă AB; *class AB*, 367, 415, 630  
     clasă B; *class B*, 365  
     cu două tranzistoare; *two-transistor amplifier stages*, 215  
     cu un singur tranzistor; *single-transistor amplifier stages*, 194  
 Fabricația circuitelor integrate; *Fabrication of integrated circuits*, 88  
   randament de fabricație, considerații; *yield considerations*, 172  
 Factor de  
   multiplicare; *Multiplication factor*, 8  
   substrat; *Body-Effect parameter*, 158  
   transport prin bază; *Base transport factor*, 15  
 Filtre cu capacități comutate; *Switched-capacitor filter*, 407  
 Floricele, *vezi* Zgomot de floricele  
 Fotolitografie; *Photolithography*, 94  
 Fotorezist; *Photoresist*, 95  
 Frecvența; *Frequency*:  
   de colț/frângere a zgomotului de licărire; *flicker noise corner frequency*, 724  
   de oscilație liberă; *free-running frequency*, 661, 683  
   la care amplificatorul furnizează la ieșire valorile nominale ale tensiunii și curentului; *full-power bandwidth*, 632  
   de tăiere, transition frequency, 42, 69  
   de tranziție, *vezi* Frecvența de tăiere  
 Gama de urmărire, *Lock range*, 661, 668, 685  
 Generatoarele de zgomot echivalente la intrare; *Equivalent input noise generators*, 715  
 Geometrie centroidală; *Common centroid geometry*, 440  
 Grosimea bazei; *Base width*, 12  
 Hiperbola de putere; *Power hyperbola*, 352  
 Implantare de ioni; *Ion-implantation*, 97  
 Injecție la nivel mic; *Low-level injection*, 12, 126  
 Integrator; *Integrator*, 405

- cu capacități comutate; *switched-capacitor integrator*, 407
- Instabilitatea amplificatoarelor; *Instability in amplifiers*, 579, 605
- Izolare dielectrică; *Dielectric isolation*, 141
- Împerechere; *Matching*:
- a dispozitivelor; *of devices*, 436
  - a rezistoarelor; *of resistors*, 436
  - în sursele de curent cu tranzistoare; *in transistor current sources*, 308
- Încapsulare, considerații relativ la; *Packaging considerations*, 179
- Închiderea canalului în TECJ; *Pinch-off in FETS*, 46, 64
- Încrucișare; *Crossunder*, 134
- Joncțiune; *Junction*
- abruptă; *abrupt junction*, 5
  - gradată; *graded junction*, 6
- Kirk, *vezi* Efect Kirk
- Latchup în CMOS; *Latchup in CMOS*, 168
- Lateral (*pn*p), *vezi* Tranzistor bipolar
- Layout; *Layout*, 436
- Licărire, *vezi* Zgomot de licărire
- Limitare; *Clipping*, 346, 367
- Locul rădăcinilor; *Root locus*, 603
- pentru compensarea cu pol dominant; *for dominant-pole compensation*, 615
  - pentru compensarea prin introducerea unui zero în circuitul de reacție; *feedback zero compensation*, 638
  - pentru funcția de transfer cu trei poli; *for three-pole transfer function*, 603
  - reguli pentru trasare; *root locus rules*, 606
- Logaritmice, *vezi* Amplificator logaritmice
- Metoda constantelor de timp în gol; *Zero-value time constant analysis*, 485
- Mobilitate; *Mobility*, 89
- Model; *Model*:
- de semnal mare; *large-signal*:
  - TECJ; *JFET*, 53
  - tranzistor bipolar; *bipolar transistor*, 10
  - tranzistor MOS; *MOS transistor*, 59
  - de semnal mic; *small-signal model*:
  - tranzistor bipolar; *bipolar transistor*, 31
  - TECJ; *JFET*, 54
  - tranzistor MOS; *MOS transistor*, 66
  - amplificator operațional; *operational amplifier*, 430
  - $\pi$  hibrid; *hybrid- $\pi$* , 36
  - selecție pentru analiza circuitelor integrate; *model selection for IC analysis*, 193
- Modulator; *Modulator*, 651
- echilibrat; *balanced*, 656
- Miller, *vezi* Capacitate Miller, Efect Miller
- Multicolector, *pn*p lateral, *vezi* Tranzistor bipolar
- Multiplicator; *Multiplier*
- analogic; *analog*, 647, 651
  - de  $V_{BE}$ , *vezi* Diodă multiplicată
  - Gilbert; *Gilbert*, 649, 650
- Multivibrator cu cuplaj în emitoare; *Emitter-coupled multivibrator*, 673, 683
- Negativă, reacție, *vezi* Reacție
- Neîmperechere; *Mismatch*, 436
- în dispozitive; *mismatch in devices*, 436
  - efecte în amplificatoarele diferențiale; *mismatch effects in differential amplifiers*, 244
- Nelinaritate; *Nonlinearity*, 357, 377, 384, 653
- Nivel mare de injecție; *High-level injection*, 126
- NMOS, *vezi* Tranzistor MOS
- Nod de sumare; *Summing node*, 518
- Nyquist, *vezi* Criteriu Nyquist, Diagramă Nyquist
- OCT, Oscilator controlat în tensiune; *VCO (Voltage Controlled Oscillator)*, 662, 673, 683
- Oglindă de curent; *Current mirror*, 264, 603, 630

- Operații analogice neliniare; *Nonlinear analog operations*, 404, 641
- Oscilator controlat în tensiune, *vezi* OCT
- Oscilație; *Oscillation*, 582, 605, 620
- Oxidare locală/localizată; *Local oxidation*, 97
- Parametri *g*; *g-parameters*, 554
- Parametri *h*; *h-parameters*, 548
- Parametri *z*; *z-parameters*, 539
- Parametri *y*; *y-parameters*, 530
- Pătrundere, *Punchthrough*, 145
- Pereche; *Pair*:
- cu cuplaj în emitoare; *emitter-coupled pair*, 222, 648, 737
  - analiza de semnal mic; *small-signal analysis*, 225
  - caracteristica de transfer; *transfer characteristics*, 222
  - degenerarea în emitor (efectul); *emitter degeneration, effect of*, 225
  - cu reacție în curent; *current-feedback pair*, 556, 617, 730
  - de TECJ cu cuplaj în surse; *source-coupled JFET pairs*:
    - analiza de semnal mare; *large-signal analysis*, 239
    - analiza de semnal mic; *small-signal analysis*, 242  - de TECMOS cu cuplaj în surse; *source-coupled MOS pairs*, 238
  - diferențială; *differential pair*:
    - cu tranzistoare bipolare; *bipolar transistor*, 222
    - cu TECJ; *JFET*, 238
    - cu TECMOS; *MOS*, 241  - performanțe de zgomot; *noise performance*, 737
- Performanțe de zgomot ale etajului cu baza comună; *Common-base stage noise performance*, 735
- Permitivitate; *Permittivity*, 3
- Plachetă; *Wafer*, 91
- PLL; *Phase-locked loop*:
- analiza circuitului PLL 560B; *560B analysis*, 677
  - banda buclei; *loop bandwidth*, 662, 668
  - banda de captură; *capture range*, 662, 671
  - banda de urmărire; *lock range*, 661, 668, 685
  - buclă de ordinul unu; *first-order loop*, 663
  - buclă de ordinul doi; *second-order loop*, 666
  - concepțe fundamentale; *basic concepts*, 660
  - circuit integrat; *integrated circuit*, 660, 672
  - locul rădăcinilor; *rootlocus*, 664, 667
- Poartă din siliciu; *silicon gate*, 149
- Pol dominant; *Dominant pole*, 471, 484, 490, 493
- Pol nedominant; *Nondominant pole*, 472
- al amplificatorului operațional 741; *of 741 op amp*, 504
- Polarizare; *Bias*
- bootstrap, *vezi* Autopolarizare
  - independentă de temperatură; *temperature-independent biasing*, 324
  - independentă de alimentare; *supply-independent biasing*, 312
  - în circuitele integrate; *integrated-circuit biasing*, 263
  - la curenți mici; *low-current bias*, 335
- Polisiliciu; *Polysilicon*, 99, 108, 149
- Poli, *vezi* Polisiliciu
- Pornire, *vezi* Circuit de pornire
- PMOS; *PMOS*, 59
- pnp* compus; *Composite pnp*, 386
- Predepunere; *Predeposition*, 91, 95
- Proces de fabricație avansat al circuitelor integrate bipolare; *Advanced bipolar integrated-circuit fabrication*, 104, 120
- Produs amplificare-bandă; *Gain-bandwidth product*, 578
- Protecție; *Protection*:
- la scurtcircuit; *short-circuit protection*, 389, 421
  - la suprasarcină a etajelor de ieșire; *overload protection of output stages*, 389
- Profil de difuzie al tranzistorului bipolar; *Diffusion profile of a bipolar transistor*, 103, 108
- Putere; *Power*:
- de ieșire; *power output*:
    - clasă A; *class A*, 347
    - clasă B; *class B*, 370  - emitor comun; *common emitter*, 360
  - repetor pe emitor; *emitter follower*, 347
  - instantanee; *instantaneous power*, 349, 373
  - medie; *average power*, 349

- Rafală, *vezi* Zgomot de rafală
- Randament; *Efficiency, Yield*:  
 Clasă A; *Class A*, 350  
 Clasă B; *Class B*, 370  
 randament de conversie a puterii; *power conversion efficiency*, 350  
 de fabricație, considerații; *yield considerations*, 172  
 de separare, *die fab yield*, 174  
 de testare finală, *final test yield*, 174  
 emitor comun; *common emitter*, 360  
 pe plachetă, *wafer sort yield*  
 repetor pe emitor; *emitter follower*, 350
- Raport; *Ratio*:  
 de rejecție a modului comun; *common-mode rejection ratio*, 236, 411, 431  
 al etajului cu sarcină activă; *of active-load stage*, 300  
 răspunsul în frecvență; *frequency response*, 474  
 de returnare; *return ratio*, 535, 562
- Răspunsul în frecvență; *Frequency response*:  
 amplificator cu mai multe etaje; *multistage amplifier*, 484  
 amplificator operațional; *operational amplifier*, 412  
 amplificatorul operațional 741; *741 op amp*, 501  
 bază-comună; *common-base*, 482  
 cascodă; *cascode*, 494  
 CMRR; *of CMRR*, 474  
 două etaje cu emitorul comun conectate în cascadă; *common-emitter cascade*, 490  
 pe mod comun; *common-mode*, 473  
 repetor pe emitor; *emitter follower*, 475  
 TECJ; *JFET*, 57  
 tranzistor bipolar; *bipolar transistor*, 41, 70  
 tranzistor MOS; *MOS transistor*, 69  
 un singur etaj; *single stage*, 465
- Răspuns; *Response*  
 în timp; *time response*, 506  
 la impuls; *pulse response*, 506
- Reacție; *Feedback*, 400, 517  
 analiza ideală; *ideal analysis*, 517  
 banda; *bandwidth*, 577  
 câștig pe buclă; *loop gain*, 400, 518  
 compensare prin introducerea unui zero în circuitul de reacție; *feedback zero compensation*, 617  
 configurații; *feedback configurations*, 521  
 configurații reale (practice); *practical feedback configurations*, 529  
 de mod comun; *common mode feedback*, 418, 446  
 efect asupra distorsiunilor; *effect on distortion*, 520  
 efect asupra sensibilității câștigului; *effect on gain sensitivity*, 519  
 efect asupra impedanțelor la terminale; *effect on terminal impedances*, 523, 526  
 efect asupra zgomotului; *effect on noise*, 725  
 încărcare, efectul; *loading, effect of*, 529, 539  
 locală; *local feedback*, 559  
 paralel; *shunt feedback*, 562  
 pe un singur etaj; *single-stage feedback*, 559  
 raport de returnare; *return ratio*, 535, 562  
 serie; *series feedback*, 559  
 serie-serie; *series-series*, 528, 537  
 serie-șunt; *series-shunt feedback*, 522, 548  
 șunt-serie; *shunt-series feedback*, 527, 553  
 șunt-șunt; *shunt-shunt feedback*, 525, 528  
 tabel de relații; *table of relationships*, 558
- Recombinare; *Recombination*, 88
- Redresoare; *Rectifiers*, 642  
 de precizie; *precision*, 642
- Reducerea distorsiunilor prin aplicarea reacției; *Distortion reduction by negative feedback*, 520
- Referință de bandă interzisă; *Bandgap reference*, 328
- Regiune; *Region*:  
 activă directă; *forward-active region*, 10, 31, 127, 195  
 activă inversă a tranzistoarelor bipolare; *inverse-active region of bipolar transistors*, 22  
 golită/de golire; *depletion region*:  
 a joncțiunii pn; *of pn junction*, 1  
 capacitatea; *capacitance*, 5, 38, 56, 117, 497  
 colector-bază; *collector-base*, 17, 103  
 în TECJ; *in JFETS*, 46  
 de sarcină spațială. *vezi* Regiune golită  
 de saturație: *saturation region*:  
 a tranzistoarelor bipolare; *of bipolar transistor*, 19

- a tranzistoarelor cu efect de câmp; *of field-effect transistor*, 48
- Repetor; *Follower*
- pe emitor; *emitter-follower*, 207
- caracteristici de transfer; *transfer characteristics*, 344
- cerințe relativ la comandă; *drive requirements*, 356
- etaj de ieșire; *output stage*, 343, 544
- impedanțele la terminale; *terminal impedances*, 479
- performanțe de zgomot; *noise performance*, 736
- răspunsul în frecvență; *frequency response*, 475
- pe sursă; *source follower*, 209
- Reprezentare ca diport; *Two-port representation*, 529, 552
- Restricții impuse de punctul de sumare, *Summing-point constraints*, 403
- Rezistența; *Resistance*
- bazei; *base resistance*, 39, 112
- colector-bază; *collector-base resistance*, 35
- de ieșire a sursei de curent; *output resistance of current source*, 265, 272, 278
- de intrare de mod comun; *common-mode input resistance*, 237
- de intrare de mod diferențial; *differential-mode input resistance*, 237
- de zgomot echivalentă la intrare; *equivalent input noise resistance*, 718
- pe pătrat; *sheet resistance*, 92
- serie a colectorului; *collector-series resistance*, 39, 113
- serie a emitorului; *emitter resistance*, 39
- termică; *thermal resistance*, 179
- Rezistivitate; *Resistivity*, 89
- Rezistoare; *Resistors*
- ciupite, vezi rezistoare îngustate
- cu strat subțire; *thin-film resistors*, 147
- difuzate; *diffused resistors*, 132
- de bază/obținute prin difuzia de bază; *base-diffused resistors*, 132
- de bază îngustate; *base-pinch resistors*, 134
- de emitor/obținute prin difuzia de emitor; *emitter-diffused resistors*, 132
- de vană; *well resistors*, 165
- epitaxial; *epitaxial resistors*, 135, 317
- în tehnologia MOS; *in MOS technology*, 165
- împerechere; *resistor matching*, 436
- îngustate; *pinch resistors*, 134
- polisiliciu, din; *polysilicon resistors*, 165
- realizate cu tranzistor MOS; *MOS device as resistor*, 166
- Rezumat; *Summary*
- al parametrilor dispozitivelor active; *active-device parameter summary*, 79
- cu parametrii SPICE; *SPICE parameter summary*, 182
- Salvă, vezi Zgomot de salvă
- Sarcină activă; *Active load*, 279, 413, 422, 449, 568
- cu tranzistor cu canal inițial; *depletion-mode load*, 304
- pentru amplificatorul cu emitorul comun; *common-emitter amplifier*, 280
- pentru amplificatorul cu sursa comună; *common-source amplifier*, 304
- raport de rejecție a modului comun; *common-mode rejection ratio*, 300
- tensiune de ofset; *offset voltage*, 299
- zgomot; *noise*, 740
- Saturația vitezei în TEC; *Velocity saturation in FETs*, 72
- Semicircuit; *Half-circuit*
- conceptul de; *half-circuit concept*, 231
- de mod comun; *common-mode half-circuit*, 235
- de mod diferențial; *differential-mode half-circuit*, 233
- Semnalul minim detectabil; *Minimum detectable signal*, 713
- Sensibilitatea față de tensiunea sursei de alimentare; *Sensitivity to power-supply voltage*, 313
- Separarea polilor; *Pole-splitting*, 595
- Serie-serie, vezi Reacție serie-serie
- Serie-șunt, vezi Reacție serie-șunt
- Siguranța în funcționare a circuitelor integrate; *Reliability of integrated circuits*, 182
- Siliciu poli, vezi Polisiliciu
- Sinteza funcțiilor neliniare; *Nonlinear function synthesis*, 686
- Slew rate; *Slew rate*, 622, 646

- efecte asupra semnalelor sinusoidale; *effect on sinusoidal signals*, 632  
 îmbunătățire; *improvement*, 625  
 SR, *vezi* Slew rate  
 Stabilizare; *Regulation*:  
   față de sarcină; *load regulation*, 565  
   față de sursă; *line regulation*, 565  
 Stabilizator; *Regulator*, 564  
   de tensiune; *voltage regulator*, 564  
   analiza; *voltage regulator analysis*, 566  
 Străpungere; *Breakdown*, 8  
   a joncțiunii; *junction*, 8  
   în avalanșă; *avalanche*, 8, 24, 53, 139  
   în TECJ; *in JFETS*, 53  
   în TECMOS; *in MOSFETS*, 66  
   în tranzistoarele bipolare; *in bipolar transistors*, 24  
   în tranzistoarele super- $\beta$ ; *in superbeta transistors*, 144  
 Structură autoalinată; *Self-aligned structure*, 106  
 Sursă de curent; *Current source*  
   cascodă; *cascode*, 272  
   simplă; *simple*, 263  
   împerechere; *matching*, 308  
   tranzistor MOS; *MOS transistor*, 267  
   Widlar, 270, 417  
   Wilson, 277, 566  
  
 Șanț; *Moat*, 105  
 Șunt-serie, *vezi* Reacție șunt-serie  
 Șunt-șunt, *vezi* Reacție șunt-șunt  
  
 Tăierea/blocarea TEC; *Cutoff in FETS*, 48  
 TECJ; *JFET*:  
   caracteristică de transfer; *transfer characteristic*, 46  
   caracteristică pătratică; *square-law characteristic*, 51  
   dispozitiv de intrare în amplificatoarele operaționale; *input device in op amps*, 446, 628  
   dublu difuzat; *double-diffused*, 141  
   pereche diferențială; *differential pair*, 238  
   implantat ionic; *ion-implanted*, 143  
   model de semnal mare; *large-signal model*, 53  
   model de semnal mic; *small-signal model*, 54  
   parametri de model SPICE; *SPICE model parameters*, 183  
   răspunsul în frecvență; *frequency response*, 57  
   rezistență de ieșire; *output resistance*, 55  
   rezumat cu parametri (relații analitice); *parameter summary (functional)*, 80  
   rezumat cu parametri (valori numerice); *parameter summary (numerical)*, 144  
   slew rate, efectul asupra; *effect on slew rate*, 628  
   tensiune de offset; *offset voltage*, 250  
   tensiune de închidere; *pinch-off voltage*, 46  
   tensiune de străpungere; *breakdown voltage*, 53, 145  
   tranconductanță; *transconductance*, 55  
   zgomot; *noise*, 705  
 Tehnică de polarizare bootstrap, *vezi* Autopolarizare  
 Tehnologie CMOS; *CMOS technology*, 59, 148  
 Tensiune; *Voltage*:  
   Early; *Early*, 18, 36, 265  
   de offset; *offset*, 411  
     amplificator operațional 741; *741 op amp*, 431, 453  
     pereche cu cuplaj în emitoare; *emitter-coupled pair*, 245  
     pereche cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă; *emitter-coupled pair with active load*, 299  
     pereche de TECJ cu cuplaj în surse; *source-coupled JFET pair*, 250  
     pereche de TECMOS cu cuplaj în surse; *source-coupled MOS pair*, 252  
   de prag la TECMOS; *threshold voltage of MOS transistors*, 62, 149, 152  
   de străpungere; *breakdown voltage*:  
     a joncțiunii/a diodei cu joncțiune; *junction-diode*, 8  
     a tranzistorului MOS; *MOS transistor*, 66  
     a diodei Zener; *Zener diode*, 9  
     a stratului îngropat; *buried layer*, 100  
     bază-emitor; *base-emitter*, 27  
     colector-bază; *collector-base*, 24, 100  
     colector-emitor; *collector-emitter*, 26  
     drenă-grilă; *drain-gate*, 54, 144  
     drenă-substrat; *drain-substrate*, 66  
 Termic, *vezi* Zgomot termic  
 Timp; *Time*:



- de creștere; *rise time*, 508  
 de viață al purtătorilor minoritari; *lifetime of minority carriers*, 13  
 de tranzit; *transit time*, 34  
 Tranzistor bipolar; *Bipolar transistor*:  
   capacitatea dată de sarcina din bază; *base-charging capacitance*, 33  
   capacități parazite; *parasitic capacitance*, 37, 117  
   caracteristicile de ieșire; *output characteristics*, 18  
   cu bază uniform dopată; *uniform-base*, 10  
   curent de saturație; *saturation current*, 13, 111, 329  
   fabricație; *fabrication*, 99  
   în tehnologia CMOS; *in CMOS technology*, 165, 171  
   model de semnal mare; *large-signal model*, 10  
   model de semnal mic; *small-signal model*, 31  
   parametri de model SPICE; *SPICE model parameters*, 182  
   pnp dublu difuzate; *double-diffused pnp transistors*, 146  
   pnp lateral; *lateral pnp transistor*, 121, 377, 386, 415  
     multicolector; *multicollector lateral pnp*, 415  
   pnp de substrat; *substrate pnp transistor*, 127  
   profilul de difuzie; *diffusion profile*, 103  
   răspunsul în frecvență; *frequency response*, 41  
   regiunea activă inversă; *inverse-active region*, 22  
   regiunea de saturație; *saturation region*, 19  
   rezistența bazei; *base resistance*, 39, 112  
   rezistența colector-bază; *collector-base resistance*, 36  
   rezistența de intrare; *input resistance*, 35  
   rezistența de ieșire; *output resistance*, 35  
   rezistența serie a colectorului; *collector series resistance*, 39, 113  
   super-beta și super- $\beta$ ; *superbeta transistors*, 144, 445, 744  
   tehnologie avansată; *advanced technology*, 104, 120  
   tensiune de străpungere; *breakdown voltage*, 24, 102  
   timpul de tranzit prin bază, *base transit time*, 34  
   transconductanță; *transconductance*, 31  
   zgomot; *noise*, 703, 716  
 Tranzistor cu efect de câmp, *vezi* TECJ, TEC-MOS  
 Tranzistor MOS; *MOS transistor*:  
   amplificator operațional; *operational amplifier*, 448  
   caracteristică de transfer; *transfer characteristic*, 59  
   canal n; *n-channel*, 59, 164  
   canal p; *p-channel*, 59, 163  
   conducție sub prag; *subthreshold conduction*, 75  
   cu canal inițial; *depletion mode*, 59, 146, 164, 304  
   cu canal indus; *enhancement-mode*, 59, 146  
   curent de substrat; *substrate current*, 77  
   efect de substrat; *body-effect*, 66, 158  
   efecte de canal scurt; *short-channel effects*, 70  
   elemente parazite; *parasitic elements*, 67  
   etaje de ieșire; *output stages*, 387  
   fabricație; *fabrication*, 148  
   grilă din siliciu; *silicon gate*, 149  
   împerechere în sursele de curent; *current-source matching*, 308  
   model de semnal mare; *large-signal model*, 59  
   model de semnal mic; *small-signal model*, 66  
   MOS complementar; *complementary MOS (CMOS)*, 59, 148  
   parametri de model SPICE; *SPICE model parameters*, 184  
   perechi cu cuplaj în surse; *source-coupled pairs*, 238  
   răspunsul în frecvență; *frequency response*, 69  
   regiune de tip triodă; *triode region*, 66  
   regiunea ohmică; *ohmic region*, 66  
   repetor pe sursă; *source follower*, 209  
   rezumat cu parametri (relații analitice); *parameter summary (functional)*, 81  
   rezumat cu parametri (valori numerice); *parameter summary (numerical)*, 154, 155, 156  
   sarcină cu canal inițial; *depletion-mode load*, 304  
   saturarea vitezei; *velocity saturation*, 72  
   sursă de curent; *current source*, 267  
   tensiune de offset la intrare; *input offset voltage*, 252

- tensiune de prag; *threshold voltage*, 62, 149, 152  
 tensiune de străpungere; *breakdown voltage*, 66  
 zgomot; *noise*, 723  
 zonă de câmp; *field region*, 148  
 Trecere; *Crossunder*, 134  
 Triplet serie-serie; *Series-series triple*, 540, 543  
 Tunelare; *Tunneling*, 9, 140
- Vană; *Tub, Well*, 148
- Well, vezi Vană  
 Widlar, vezi Sursă de curent Widlar  
 Wilson, vezi Sursă de curent Wilson
- Zonă moartă; *Deadband*, 367, 385  
 Zgomot; *Noise*:  
    $1/f$ , 699  
   alb; *white noise*, 695  
   alice, de; *shot noise*, 694  
   amplificator MOS; *MOS amplifier noise*, 744  
   amplificator operațional; *operational amplifier noise*, 740  
   avalanșă, de; *avalanche noise*, 702  
   bandă, de; *noise bandwidth*, 747  
   calculul zgomotului în circuite; *noise circuit calculations*, 706  
   densitate spectrală; *noise spectral density*, 695, 706  
   distribuția de amplitudine; *noise amplitude distribution*, 696  
   etaj cu baza comună; *common-base stage noise*, 735  
   factor, de; *noise figure*, 752  
   floricele, de; *popcorn noise*, 700  
   generator; *noise generator*, 696  
   în amplificatorul operațional 741; *noise in 741 op amp*, 740  
   în amplificatoare de curent continuu; *noise in direct-coupled amplifiers*, 750  
   în capacitatoare și inductoare; *noise in capacitors and inductors*, 706  
   în circuite de compensare a curenților de polarizare ai intrărilor; *noise in bias-current cancellation circuits*, 744  
   în circuite super- $\beta$ ; *noise in superbeta circuits*, 744  
   în diode; *noise in diodes*, 703  
   în diode Zener; *noise in Zener diodes*, 702  
   în rezistoare; *noise in resistors*, 706  
   în sarcinile active; *noise in active loads*, 740  
   în tranzistoarele bipolare; *noise in bipolar transistors*, 703, 716  
   în tranzistoarele cu efect de câmp; *noise in field-effect transistors*, 705, 723  
   licărire, de; *flicker noise*, 699  
   modele, de; *noise models*, 702  
   pereche diferențială; *differential pair noise*, 737  
   rafală/salvă, de; *burst noise*, 700  
   reacție, efectul; *feedback, effect of*, 726  
   repetor pe emitor; *emitter follower noise*, 736  
   salvă/rafală, de; *burst noise*, 700  
   zgomot echivalent la intrare; *equivalent input noise*, 713  
 TECI; *JFET noise*, 705  
 temperatura, de; *noise temperature*, 756  
 termic; *thermal noise*, 697  
 tranzistor MOS; *MOS transistor noise*, 723